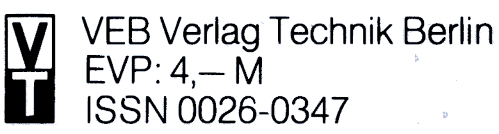
JJE

messen steuern regeln

msr



VEB Verlag Technik Berlin
EVP: 4,– M
ISSN 0026-0347

4/89

Im Blickpunkt

6. Symposium Maritime Elektronik

Die Sektion Technische Elektronik der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock veranstaltet vom 26. bis 28. April 1989 ihr 6. Symposium Maritime Elektronik. In dreijährigem Rhythmus treffen sich zu dieser Thematik seit 1974 Fachkollegen aus Betrieben und Hochschulen des In- und Auslandes in Rostock, um mit den Wissenschaftlern und Technikern unserer Sektion Ergebnisse und Probleme ihrer Arbeiten vorzustellen und zu diskutieren.
Korrespondierend zum Ausbildungsprofil „Automatisierungstechnik" der Sektion mit ihren beiden Vertiefungsrichtungen „Automatisierungsgeräte und -anlagen" und „Meß- und Sensortechnik" finden die Beratungen traditionell in den (parallel laufenden) Arbeitskreisen „Maritime Energieelektronik" und „Maritime Meßelektronik" statt, wobei diesjährig die folgenden Themengruppen in den Vordergrund gestellt werden:

- Energieversorgungs- und Antriebssysteme
- Leistungselektronische Stellsysteme
- Mikrorechneranwendungen in der Energieelektronik
- Automatisierungstechnik/Mikrorechentechnik
- Sensorik/Meßsysteme
- Signalverarbeitung/Hydroortung.

Wie sich unter diesen doch sehr allgemein klingenden Themengruppen die speziell maritim orientierten Interessen widerspiegeln, möge an den in diesem Heft der msr veröffentlichten Beiträgen aus dem Arbeitskreis „Maritime Meßelektronik" gezeigt werden:

— Der Beitrag „Shadingkorrektur bei CCD-Bildaufnehmern" resultiert aus F/E-Arbeiten für den VEB Fischkombinat Rostock über optische Sensoren als Meßgeber zur Fischsortierung an Bord von Schiffen.
— Der Beitrag „Entwurf und Simulation von Digitalfiltern" entspringt Forschungsarbeiten in der Hydroortung zur Problematik der Sedimentidentifikation.
— Der Beitrag „Coriolis-Massestrommesser" widerspiegelt einen Aspekt der Forschungsarbeiten zur Durchflußmessung für die Belange der Schiffsbetriebsmeßtechnik.
— Der Beitrag „Parameterschätzung tieffrequenter Vorgänge" hat seine Anregungen aus Fragestellungen zur Seegangsanalyse.
— Der Beitrag „Rechnergestützte Fehlerdiagnose an elektronischen Baugruppen" entspringt einer Forschungszusammenarbeit mit dem VEB Kombinat Schiffbau Rostock.

Die Beiträge „Kalibrieren und Messen als Entscheidungsaufgaben" und „Anwendungen magnetischer Flüssigkeiten zu Neigungswinkelmessungen" sind anderen Ursprungs, aber in ihrer Allgemeinheit doch für die Fundierung der Forschungsarbeiten so bedeutsam, daß sie notwendig Bestandteil des diesjährigen Tagungsprogramms wurden.
In diesem Sinne beteiligen sich am Symposium nicht nur die Fachkollegen maritim orientierter Einrichtungen (z. B. Kombinat Schiffbau Rostock, Kombinat Fischfang Rostock, Politechnikum Gdansk/VR Polen, Institut für Meereskunde Warnemünde, IH für Seefahrt Warnemünde/Wustrow, Hochschule für Maschinenbau und Elektrotechnik Warna/VR Bulgarien), sondern auch Wissenschaftler und Techniker nichtmaritimer Bereiche aus Industrie und Forschung (z. B. Hochschulen aus Dresden, Ilmenau, Magdeburg, Berlin, Hamburg/BRD, Nowosibirsk/UdSSR, VEB DKK Scharfenstein, VEB KEAB Berlin, Elektromotorenwerke Wernigerode und Dessau).
Wie die vorigen Symposien Maritime Elektronik stellt auch dieses 6. den wissenschaftlichen Höhepunkt der vielseitigen wissenschaftlichen Zusammenarbeit der Sektion Technische Elektronik mit ihren Partnern im In- und Ausland dar. Nicht zuletzt dokumentiert sich die in der Wissenschaftsproduktionskooperation Seewirtschaft festgeschriebene Partnerschaft von Sektion Technische Elektronik und VEB Kombinat Schiffbau Rostock darin, daß die beiden Plenarvorträge wieder von namhaften Wissenschaftlern beider Einrichtungen gehalten werden.

Prof. Dr. sc. techn. S. THAMM,
Sektionsdirektor



messen ■ steuern ■ regeln

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift für die Automatisierungstechnik

Herausgeber:
Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik (WGMA) in der KDT

Zum Titelbild:

Als echter Massestrommesser hat der Coriolis-Durchflußmesser für Gase und Flüssigkeiten Industriereife erreicht. Eine mögliche technische Ausführungsform stellt das auf unserem Titelbild gezeigte in Schwingung versetzte U-Rohr dar, dessen Schenkel durch den Massestrom verdreht werden. Näheres dazu vermittelt unser Beitrag auf S. 149.

Titelgrafik: G. SCHWESINGER

4

1989

32. Jahrgang
April 1989

ISSN 0026-0347

VEB
VERLAG TECHNIK
BERLIN

Aufsätze

A. Lenk

Kalibrieren und Messen als Entscheidungsaufgaben

0. Einleitung und Problemstellung

Die Anwendung statistischer Methoden bei der Beschreibung der Fehlereigenschaften von Meßgeräten entspricht, gemessen an der Prospektliteratur und den existierenden Standards, nicht dem Wissensstand vergleichbarer Fachgebiete, z. B. der Prozeßanalyse und der Objekterkennung. Von MESCH wurde unter dem zutreffenden Titel „Opas Meßtechnik" [1] eine zusammenfassende kritische Analyse dieses Zustandes gegeben. Die konsequente Anwendung statistischer Methoden bei der Beschreibung von Meß- und Kalibrierprozessen wird häufig deswegen abgelehnt, weil die erforderlichen statistischen Daten von Meßgeräten wegen der Instationarität der ablaufenden Prozesse nicht angegeben werden können und weil überdies das Fehlererscheinungsbild der meisten Meßgeräte so komplex ist, daß eine Beschreibung durch einfache Fehlermodelle aussichtslos ist. Die konsequente Annahme dieses Standpunktes würde zu der Aussage führen, daß eine Fehlerbeschreibung von Meßgeräten überhaupt nicht möglich ist. Der Ausweg aus den vorhandenen Schwierigkeiten besteht in der ersten Stufe in einer Trennung der determinierten, also korrigierbaren Fehlereigenschaften von den zufälligen Fehlern und ggf. der Einschränkung von Meß- und Störgrößen auf bestimmte Klassen von Zeitfunktionen. Dabei ist die Feststellung wesentlich, daß diese Trennung eine willkürliche Festlegung des Experimentators enthält. Diese Willkür ist in der Wahl des Systemmodells und der Methodik der Parameterschätzung enthalten. Obwohl natürlich jeder Experimentator überzeugt ist, daß sämtliche an einem makroskopischen System beobachteten Eigenschaften determiniert sind, wird er aus Aufwands- und Zweckmäßigkeitsgründen grobe Vereinfachungen des theoretisch vorhandenen vollständig determinierten Systemmodelles vornehmen und die Summe aller davon vorhandenen Abweichungen näherungsweise als Zufallsprozesse interpretieren. Diese Vorgehensweise schließt ein, daß die so definierten „Zufallsprozesse" alle die Unvollkommenheiten enthalten, die einen Beobachter davon abhalten können, sie überhaupt als Zufallsprozesse zu betrachten.

Andererseits gibt es bei den o. g. Annahmen keine Alternative zur Anerkennung des in einem möglichen Beobachtungszeitraum erlangbaren Datensatzes als Ausschnitt eines stationären Zufallsprozesses. Wenn der Verdacht besteht, daß darin noch determinierte Anteile enthalten sind, müßten sie vorher mit geeigneten Modellannahmen eliminiert werden. Falls das nicht als zweckmäßig erscheint, müssen sie ignoriert werden.

Es ist dabei wesentlich, daß die in einem Beobachtungszeitraum retrospektiv gewonnenen Daten die Prediktion des Meßgeräteverhaltens nur für Zeiträume erlauben, die vergleichsweise klein gegen den zurückliegenden Beobachtungszeitraum sind. Das entspricht genau der Situation bei den Schätzverfahren der Statistik, bei denen die Schätzung der Genauigkeit statistischer Parameter immer nur für Kollektive möglich ist, die hinreichend kleine Teile des insgesamt vorhandenen Datensatzes enthalten. Die folgenden Betrachtungen beziehen sich auf Meßgeräte, bei denen die determinierten Fehleranteile entsprechend der o. g. Verfahrensweise korrigiert oder dem determinierten Übertragungsverhalten zugerechnet wurden. Das Meßgerät liefert also nur noch zufällige Fehler im o. g. Sinne. Zur Eingrenzung der Problematik sollen weiterhin alle dynamischen Fehleranteile unberücksichtigt bleiben. Das beschränkt die Betrachtungen auf das quasistatische Verhalten des Meßgerätes. Außerdem sollen sämtliche Umgebungsstörgrößen konstant bleiben oder als stationärer Zufallsprozeß auf das Meßgerät wirken. Das Meßgerät soll vor Beginn des Meßprozesses durch eine vereinbarte Prozedur in einen Referenzzustand gebracht werden. Es soll nun die Frage diskutiert werden, wie Übertragungs- und Fehlereigenschaften eines Meßgerätes im Sinne einer Kalibrierung bestimmt werden können und wie die dabei erhaltenen Systemeigenschaften zur Abschätzung der Meßfehler bei Meßprozessen verwendet werden können.

1. Kalibrierung

Beim Kalibriervorgang werden am Eingang des Meßgerätes eine Meßgröße x_e erzeugt und die Ausgangsgröße x_a über einen hinreichend langen Zeitraum betrachtet. Durch Abtastung unter Beachtung der oberen Grenzfrequenz des Signals $x_a(t)$ können unabhängig Abtastwerte gewonnen werden, aus denen die bedingte Dichte $p_K(x_a \mid x_e)$ abgeleitet werden kann. Wegen des in der Einleitung erläuterten endlichen Datensatzes für x_a sind die berechneten Verteilungsdichten Schätzungen, über deren Genauigkeit prinzipiell keine Aussage gemacht werden kann. Wenn solche Schätzungen erforderlich sind, können nur kleinere Kollektive des vorhandenen Datensatzes entsprechend den Schätzverfahren der Statistik untersucht werden. Wird diese Operation für hinreichend viele Werte x_e wiederholt, so stellt die dadurch erhaltene Funktion $p_K(x_a \mid x_e)$ unter den in der Einleitung genannten Bedingungen die vollständige Beschreibung des Übertragungs- und Fehlerverhaltens des Meßgerätes dar (Bild 1). Die Streuung der Meßwerte x_a um einen Mittelwert entsteht durch innere und äußere Störgrößen, die hier entsprechend den getroffenen Annahmen als Zufallsprozesse vorausgesetzt werden. Üblicherweise wird in der Meßtechnik die Funktion

$$\bar{x}_a = \int p_K(x_a \mid x_e)\, x_a \, dx_a = f(x_e) \qquad (1)$$

als Übertragungsfunktion[1)] des Meßgerätes definiert.

Bei unsymmetrischen Dichtefunktionen könnte auch der Wert maximaler Dichte zur Definition dieser Übertragungsfunktion verwendet werden.

Für reale Meßgeräte mit hinreichend kleinen Fehlern ist dieser Unterschied im Vergleich zu den übrigen Unsicherheiten von untergeordneter Bedeutung. In diesem Zusammenhang werden in der Literatur die Genauigkeit der so erhaltenen Übertragungsfunktion $x_a(x_e)$ und ihre Abweichung von einer sog. „wahren Übertragungsfunktion" bei einem „unbekannten systematischen Fehler" diskutiert. Bei Annahme des im Abschn. 0. erläuterten Standpunktes gibt es keinen Grund für die Einführung dieser Begriffe. Bei voller Ausnutzung des für die Bestimmung von $p_K(x_a \mid x_e)$ vorhandenen Datenmaterials müssen die daraus abgeleitete Funktion $x_a(x_e)$ und die zuge-

Prof. Dr.-Ing. habil. ARNO LENK (58) studierte an der TH Dresden Elektrotechnik. Danach dort Assistent am Institut für Elektro- und Bauakustik. 1958 Promotion („Theorie des piezoelektrischen Biegestreifens und ihre experimentelle Nachprüfung"). In den Folgejahren Industrietätigkeiten im Forschungszentrum der Luftfahrtindustrie und im VEB Schwingungstechnik und Akustik Dresden. 1964 Berufung zum Dozenten für Elektromechanik an der TU Dresden. 1966 Habilitation („Schallausbreitung in absorbierenden Kanälen"). 1969 Berufung zum Professor mit Lehrauftrag (Elektromechanische Systeme) und 1971 zum o. Professor für Informationstechnik (Meßtechnik) an der TU Dresden.

[1)] Der Begriff „Übertragungsfunktion" wird hier in einem gegenüber TGL 14591 erweiterten Sinn verwendet.

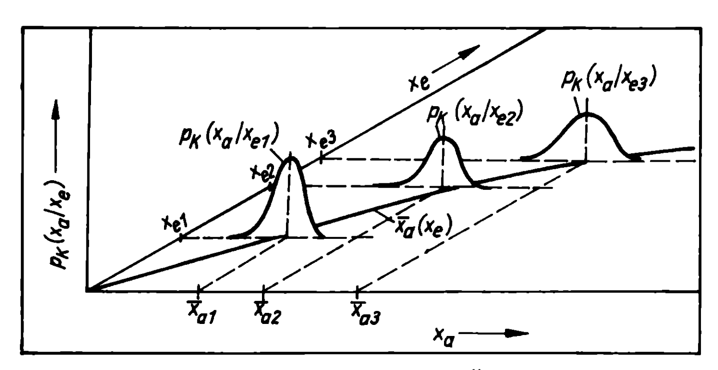


Bild 1. Bedingte Verteilungsdichte $p_K(x_a \mid x_e)$ als Übertragungs- und Fehlerbeschreibung von Meßgeräten

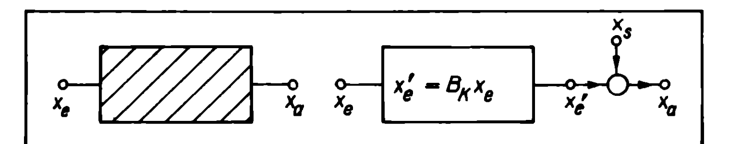


Bild 2. Lineares additives Fehlermodell eines Meßgerätes

hörigen Streuungen als die beste Beschreibung für die darauf folgende Nutzung des Meßgerätes zur Bestimmung von unbekannten Meßgrößen angesehen werden. In dieser Beschränkung spiegelt sich auch der Sachverhalt wider, daß bei der Nutzung eines Meßgerätes für reale Meßaufgaben innerhalb endlicher Meßzeitintervalle T_M auch nur endliche Kalibrierzeiträume T_B zur Verfügung stehen. Die optimale Wahl von Kalibrier- und Meßzeitintervallen kann nur im Sinne einer Adaption vor sich gehen und kann als Spezialfall einer allgemeinen Filterung angesehen werden. Ein zweiter bei Kalibrieraufgaben diskutierter Aspekt betrifft den Einfluß von Unsicherheiten bei der Einstellung der jeweiligen Eingangsgröße. Hier soll zunächst angenommen werden, daß die Streuungen der Eingangsgröße x_e klein im Vergleich zu den aus $p_K(x_a \mid x_e)$ ableitbaren Streuungen sein sollen. Eine genauere Betrachtung dieses Aspektes ist im Abschn. 3. enthalten. Übliche Vereinfachungen der allgemeinen Dichtefunktion $p_K(x_a \mid x_e)$ sind die Annahme der Linearität der Funktion $\bar{x}_a(x_e)$

$$\bar{x}_a = B_K x_e \tag{2}$$

und die Annahme, daß $p_K(x_a \mid x_e)$ durch die unbedingte Wahrscheinlichkeit $p_K(x_a - B_x x_e)$ ausgedrückt werden kann. Letztere Annahme bedeutet die Annahme eines additiven Fehlermodelles entsprechend Bild 2.

Im Zusammenhang mit den Gültigkeitsgrenzen der hier dargestellten Fehlerbeschreibung von Meßgeräten muß noch eine spezielle Fehlereigenschaft erwähnt werden, die formal durch die Bedingung quasistatischer Vorgänge ausgeschlossen wurde. Es handelt sich um die Auslösung von Zufallsprozessen der Ausgangsgröße durch zeitlich veränderliche Eingangsgrößen. Diese Fehlereigenschaften sind in [2] ausführlich beschrieben. Sie können in dem hier vorgestellten Konzept nur durch die Beschränkung auf bestimmte vorgegebene Klassen von Eingangszeitfunktionen zur Realisierung der notwendigen Stufen der Eingangsgröße x_e berücksichtigt werden.

2. Messung

Es soll jetzt die Aufgabe betrachtet werden, daß mit einem nach Abschn. 1. kalibrierten Meßgerät, d. h. mit bekannter Dichte $p_K(x_a \mid x_e)$, eine unbekannte Meßgröße bestimmt werden soll. Es soll zunächst die Annahme gemacht werden, daß die Meßgröße zeitlich konstant ist. Dann hätte zwar eine Messung keinen Sinn, aber es wäre auch dabei wegen des Zufallsanteiles der Ausgangsgröße offensichtlich, daß eine einzelne Messung von x_a keine Information über die vorhandene Eingangsgröße liefert. Erst eine hinreichend große Anzahl von Meßwerten x_a erlaubt eine Aussage über x_e mit einem abschätzbaren Unsicherheitsintervall. Tatsächlich liegt aber dieser Fall bei realen Meßaufgaben nicht vor. Es muß vielmehr zugelassen werden, daß sich die Meßgröße so schnell ändert, daß die o. g. Mittelungszeit nicht vorhanden ist. Im allgemeinen Fall existiert am Eingang ein Zufallsprozeß mit einer a priori bekannten Verteilungsdichte $p_e(x_e)$, und am Ausgang erscheint ein Ausgangsprozeß x_a mit der Dichte $p_a(x_a)$, siehe Bild 3. Die meßtechnische Frage lautet nun, welcher Wert x_e im Mittel einem am Ausgang auftretenden Wert x_a zugeordnet werden muß, und welche Verteilung der zu einer bestimmten Ausgangsgröße gehörigen Menge der Eingangsgrößen vorliegt. Diese Frage läuft auf die Bestimmung der bedingten Wahrscheinlichkeitsdichte $p_M(x_e \mid x_a)$ hinaus. Die meßtechnische Bedeutung dieser Fragestellung erkennt man, wenn man berücksichtigt, daß eine Messung nur dann einen Sinn hat, wenn aus dem Meßergebnis eine Entscheidung abgeleitet wird. Infolge der zufälligen Fehler des Meßgerätes hat jedes einzelne Meßergebnis einen Fehler, aus dem auch ein Entscheidungsfehler mit einem zugehörigen Verlust folgt. Für die Beurteilung der Qualität des Meßprozesses ist aber nicht der bei einer einzelnen Messung vorhandene Verlust, sondern der im Mittel bei einer hinreichend großen Zahl von Meßvorgängen auftretende Verlust bestimmend. Der mittlere Verlust läßt sich bei Annahme einer geeigneten Verlustfunktion mit Hilfe o. g. Dichte $p_M(x_e \mid x_a)$ bestimmen. Dieser Sachverhalt, der in [3] an einem Beispiel ausführlich erläutert wurde, zeigt, daß für

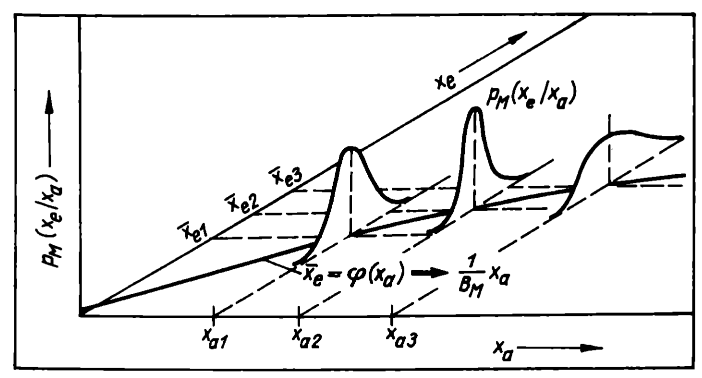


Bild 3. Bedingte Dichte $p_M(x_e \mid x_a)$ als Übertragungs- und Fehlerbeschreibung eines Meßvorganges

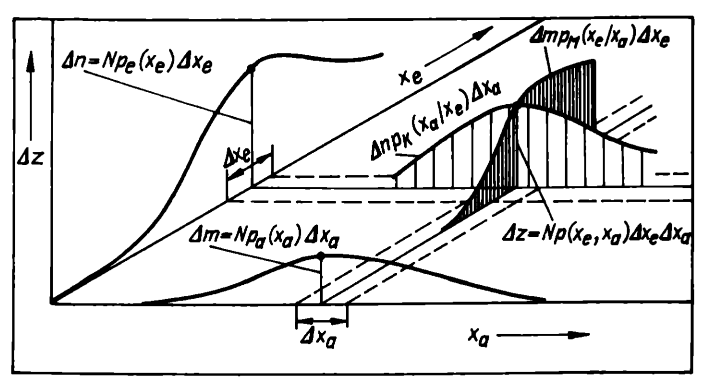


Bild 4. Verteilungsdichten bei einem Meßprozeß

den Rückschluß von x_a auf x_e die bedingte Dichte $p_M(x_e \mid x_a)$ verantwortlich ist. Analog zum Kalibrierfall wird hier als Übertragungsfunktion

$$\bar{x}_e = \int p_M(x_e \mid x_a)\, x_e \,\mathrm{d}x_e = \varphi(x_a) \tag{3}$$

definiert, die für angenommene Linearität in

$$\bar{x}_e = \frac{1}{B_M} \cdot x_a$$

übergeht.

Die für meßtechnische Anwendungen bedeutungsvolle Frage ist nun, wie die Dichte $p_M(x_e \mid x_a)$ aus der Dichte $p_K(x_a \mid x_e)$ abgeleitet werden kann, wobei p_K das Resultat eines Kalibrierprozesses ist.

Aus den vorhergehenden Überlegungen ist erkennbar, daß $p_M(x_e \mid x_a)$ neben $p_K(x_a \mid x_e)$ auch noch von der Dichte $p_e(x_e)$ des aufgeprägten

Eingangsprozesses abhängen muß. Die gesuchte Relation wird durch die Bayessche Beziehung gegeben. Sie läßt sich im vorliegenden Fall mit Bild 4 wie folgt interpretieren.

Am Eingang wirkt der zufällige Prozeß x_e mit $p_e(x_e)$ auf das mit Eigenstörungen behaftete Meßgerät, das mit dem Zufallsprozeß x_a und der zugehörigen Dichte $p_a(x_a)$ antwortet. Im Beobachtungszeitraum sind N Realisierungen von x_a und x_e vorhanden. In das Intervall Δx_e um einen Wert x_e fallen $\Delta n = Np_e(x_e) \cdot \Delta x_e$ Eingangswerte und entsprechend $\Delta m = Np_a(x_a)\, \Delta x_a$ Werte x_a in ein Intervall Δx_a. Die in einem Flächenelement $\Delta x_a \cdot \Delta x_e$ enthaltenen Realisierungen Δz werden durch die Verbunddichte $p(x_a, x_e)$ bestimmt, die die vollständige statistische Information des Vorganges enthält

$$\Delta z = Np(x_e, x_a)\, \Delta x_e \cdot \Delta x_a \,. \tag{4}$$

Die Zahl Δz kann aber auch durch die bedingten Dichten ausgedrückt werden

$$\Delta z = p_M(x_e \mid x_a)\, \Delta x_e\, \Delta m = p_M(x_e \mid x_a) \cdot p_a(x_a) \cdot N\, \Delta x_e \cdot \Delta x_a$$

$$\Delta z = p_K(x_a \mid x_e)\, \Delta x_a\, \Delta n = p_K(x_a \mid x_e)\, p_e(x_e) \cdot N\, \Delta x_a \cdot \Delta x_e \,.$$

Daraus folgt sofort die Bayessche Formel:

$$p(x_a, x_e) = p_M(x_e \mid x_a) \cdot p_a(x_a) = p_K(x_a \mid x_e)\, p_e(x_e) \,. \tag{5}$$

Beachtet man noch, daß die Zahl Δm und damit $p_a(x_a)$ durch Summation über alle Δz in einem Streifen Δx_a, d. h. über sämtliche Δx_e, erhalten werden kann, folgt weiterhin

$$p_a(x_a) = \int p_K(x_a \mid x_e)\, p_e(x_e)\, \mathrm{d}x_e \,. \tag{6}$$

Damit ergibt sich die gesuchte Relation zwischen den beiden bedingten Dichten zu:

$$p_M(x_e \mid x_a) = \frac{p_K(x_a \mid x_e) \cdot p_e(x_e)}{\int p_K(x_a \mid x_e)\, p_e(x_e)\, \mathrm{d}x_e} \,. \tag{7}$$

Zur Ableitung weiterer konkreter Schlußfolgerungen soll die vereinfachende Annahme eines additiven Störmodelles mit linearer Übertragungsfunktion von Bild 2 gemacht werden

$$p_K(x_a \mid x_e) = p_K(x_a - B_K x_e) \tag{8}$$

$$p_M(x_e \mid x_a) = \frac{p_K(x_a - B_K x_e) \cdot p_e(x_e)}{\int p_K(x_a - B_K x_e)\, p_e(x_e)\, \mathrm{d}x_e} \,. \tag{9}$$

Zur Vereinfachung wird entsprechend Bild 2 noch die Zwischengröße $x_e' = B_K x_e$ eingeführt. Mit $p_e'(x_e') = p(x_e)/B_K$ folgt dann

$$p_M'(x_e' \mid x_a) = \frac{p_K(x_a - x_e') \cdot p_e'(x_e')}{\int p_K(x_a - x_e') \cdot p_e'(x_e')\, \mathrm{d}x_e'} \,. \tag{10}$$

Das Integral im Nenner erweist sich als Faltung der Dichten p_K und p_e' entsprechend der Bedeutung als Dichte der Zufallsgröße

$$x_a = x_e' + x_s \quad \text{mit} \quad x_s = x_a - x_e' \,.$$

Für eine quantitative Diskussion von (10) sollen Normalverteilungen der Dichten p_K und p_e' angenommen werden:

$$p_e'(x_e') = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\, \sigma_e'} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x_e'}{\sigma_e'}\right)^2\right) \tag{11}$$

$$p_K(x_a - x_e') = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\, \sigma_s} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_s^2}(x_a - x_e')^2\right]. \tag{12}$$

Die bedingte Dichte p_M' ergibt sich dann zu

$$p_M'(x_e' \mid x_a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\, \sigma} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}\left(\left(\frac{\sigma}{\sigma_s}\right)^2 x_a - x_e'\right)^2\right], \tag{13}$$

$$\sigma = \frac{\sigma_e' \sigma_s}{\sqrt{\sigma_e'^2 + \sigma_s^2}} \,.$$

Für den Grenzfall $\sigma_e' \gg \sigma_s$, der einer sinnvollen Messung unbekannter Größen entspricht, ergibt sich

$$p_M(x_e \mid x_a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\, \sigma_s} B_K \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_s^2}(x_a - B_K x_e)^2\right]. \tag{14}$$

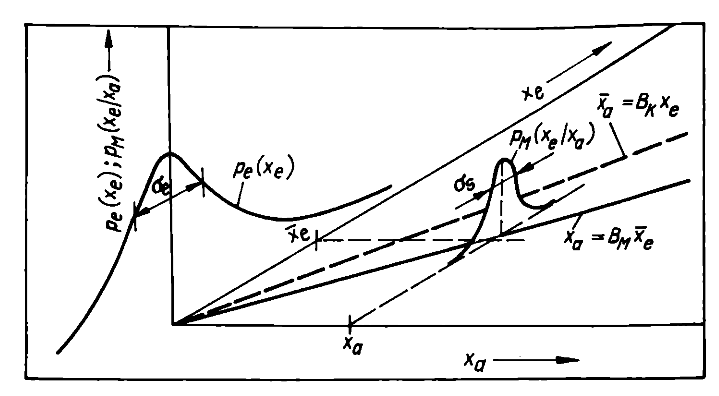


Bild 5. Verteilungsdichten und Übertragungsfunktion eines Meßprozesses bei $\sigma_s \approx \sigma_e$

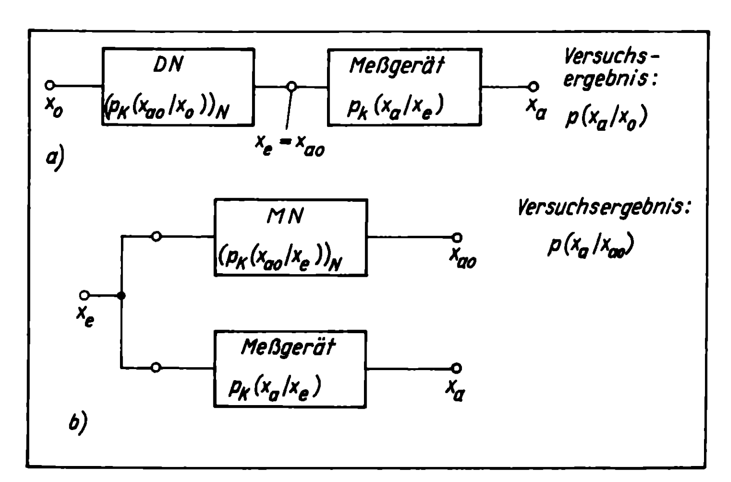


Bild 6. Mögliche Strukturen für reale Kalibrierprozesse
DN darstellendes Normal; *MN* messendes Normal

Das Maximum von p_M definiert die Größe x_e von (4), mit der der Übertragungsfaktor B_M definiert wurde. Für $x_e = \bar{x}_e$ gilt

$$B_K \bar{x}_e = x_a \rightarrow B_K = B_M \,. \tag{15}$$

Der Übertragungsfaktor B_M für die Messung ist also bei $\sigma_s \ll \sigma_e'$ mit dem der Kalibrierung B_K identisch und die Streuung der aus x_a geschlossenen Meßergebnisse x_e ist gleich der des Meßinstrumentes.

Im Bild 5 ist der Fall skizziert, daß σ_e' vergleichbar, aber noch größer als σ_s ist. Hier gilt $\sigma < \sigma_s$. Für die Stelle $\bar{x}_e$ des Maximums von p_M gilt jetzt:

$$B_K \bar{x}_e = \left(\frac{\sigma}{\sigma_s}\right)^2 x_a \rightarrow B_M = \frac{x_a}{\bar{x}_e} = \left(\frac{\sigma_s}{\sigma}\right)^2 B_K \,. \tag{16}$$

Die Streuung der aus x_a geschlossenen Meßergebnisse x_e ist kleiner als die des Meßinstrumentes. Die Ursache für den Unterschied zwischen B_K und B_M ist die Abhängigkeit der Dichte $p_e(x_e)$ im Bereich der x_e, die bei einem vorgegebenen x_a auftreten können.

Der Grenzfall $\sigma_e' \ll \sigma_s$ ist nicht charakteristisch für eine Messung, weil hier der zu bestimmende Meßwert schon näherungsweise bekannt ist. Er entspricht vielmehr dem im Abschn. 1. diskutierten Kalibriervorgang. Die Streuung σ des aus x_a rückgeschlossenen Meßwertes stimmt in diesem Grenzfall erwartungsgemäß mit der des Meßgerätes σ_s überein.

3. Vergleich von Meßgeräten unterschiedlicher Fehlereigenschaften

Reale Kalibrierungen von Meßgeräten lassen sich immer auf den Vergleich zweier fehlerbehafteter Übertragungssysteme zurückführen. In [4] wurden zwei grundsätzliche Kalibrierstrukturen definiert, die im Bild 6 dargestellt sind.

Im ersten Fall (Bild 6a) wird ein sog. darstellendes Normal zur Erzeugung der Eingangsgröße x_e des zu kalibrierenden Meßgerätes benutzt. Die Eingangsgröße dieses Normales wird a priori als fehlerfrei angenommen. Sie kann z. B. eine diskrete Variable sein, die bestimmte Stufen der Ausgangsgröße dieses Normales auswählt. Diese

Ausgangsgröße muß prinzipiell als fehlerbehaftet angesehen werden und wird entsprechend Abschn. 1. durch eine bedingte Dichte $(p_K(x_{a0} \mid x_0))_N$ beschrieben. Gesucht ist die Kalibrierdichte $p_K(x_a \mid x_e)$ des zu kalibrierenden Meßgerätes. Meßbar ist nur die Relation zwischen x_0 und x_a, die wiederum durch eine bedingte Dichte $p(x_a \mid x_0)$ beschrieben werden kann.
Im zweiten Fall (Bild 6b) werden die Ausgangsgrößen eines sog. messenden Normales und des zu kalibrierenden Meßgerätes bei Einwirkung eines unbekannten Eingangsprozesses miteinander verglichen. Aus hinreichend vielen Versuchen kann die bedingte Dichte $p(x_a \mid x_{a0})$ bestimmt werden. Die technische Aufgabe besteht darin, die gesuchte Fehlereigenschaft $p_K(x_a \mid x_0)$ des Meßgerätes aus den Versuchsergebnissen $p(x_a \mid x_0)$ bzw. $p(x_a \mid x_{a0})$ und den Fehlereigenschaften der Normale $(p_N(x_{a0} \mid x_0)$ bzw. $p_N(x_{a0} \mid x_e))$ abzuleiten.
Im ersten Fall (Bild 6a) ergibt sich das Versuchsresultat zu:

$$p(x_a \mid x_0) = \int p_K(x_a \mid x_e) \cdot (p(x_e \mid x_0))_N \, dx_e \,. \tag{17}$$

Das ist eine Integralgleichung zur Bestimmung von $p_K(x_a \mid x_e)$. Für den Fall eines additiven linearen Fehlermodelles des zu kalibrierenden Meßgerätes (Bild 2) vereinfacht sich diese Gleichung zu

$$p(x_a \mid x_0) = \int p_K(x_a - B_K x_e) \cdot (p_K(x_e \mid x_0))_N \, dx_e \,. \tag{18}$$

Sie hat die Form eines Faltungsintegrals und kann mit einem geeigneten Entfaltungsalgorithmus nach $p_K(x_s)$ (x_s additiver Störanteil) aufgelöst werden.
Wenn überdies angenommen werden kann, daß sowohl p_N und p normalverteilt sind, so folgt, daß auch p_K normalverteilt ist. Das Streuungsquadrat σ_K^2 von p_K ergibt sich als Differenz der Streuungsquadrate σ^2 von p und σ_N^2 von p_N.
Im zweiten Fall (Bild 6b) ist x_e unbekannt. Die Fehlereigenschaften des Normales werden durch die Dichte $(p_K(x_{a0} \mid x_e))_N$ beschrieben. Zur Darstellung des Versuchsergebnisses $p(x_a \mid x_{a0})$ ist aber die bedingte Dichte $(p_M(x_e \mid x_a))_N$ erforderlich:

$$p(x_a \mid x_{a0}) = \int p_K(x_a \mid x_e) \cdot (p_M(x_e \mid x_{a0}))_N \, dx_e \,. \tag{19}$$

Im Abschn. 2. wurde gezeigt, daß $(p_M)_N$ nicht nur von der Meßgeräteeigenschaft $(p_K)_N$ sondern auch noch von der Verteilungsdichte p_e der Eingangsgröße abhängt. Bei Annahme eines linearen additiven Fehlermodelles mit normalverteilten Variablen verschwindet diese Abhängigkeit, wenn die Streuung σ_e von x_e hinreichend viel größer als die auf den Eingang bezogene Streuung von x_{a0} ist.
Dann ist auch $(p_M(x_e \mid x_{a0}))_N = (1/B_K)\,(p_K(x_{a0} \mid x_e))_N$. Bei der Ausführung des Kalibriervorganges muß also gesichert werden, daß auch hinreichend häufig solche Werte x_e verwendet werden, die nur in seltenen Fällen zu den gewünschten Werten x_{a0} führen. Die unter diesen Bedingungen gewonnene Dichte $p(x_a \mid x_{a0})$ liefert dann zusammen mit der dem Normal zugehörigen Dichte $(p_K(x_{a0} \mid x_e))_N$ durch Auflösung der Integralgleichung (19) die unbekannte Meßgeräteeigenschaft $p_K(x_a \mid x_e)$. Bei Annahme der genannten Vereinfachungen kann (19) analog zu (17) und (18) in ein Faltungsintegral überführt werden, aus dem $p_K(x_a \mid x_e)$ durch eine Entfaltung bestimmt werden kann.

Zusammenfassung

Zur Beschreibung der Übertragungs- und Fehlereigenschaften eines Meßgerätes mit der Eingangsgröße x_e und der Ausgangsgröße x_a erweist sich die bedingte Verteilungsdichte $p_K(x_a \mid x_e)$ als die geeignete Kennfunktion. Sie kann in einem Kalibriervorgang bestimmt werden. Bei Messungen mit einem solchen Meßgerät soll von einer Ausgangsgröße x_a auf eine Eingangsgröße x_e geschlossen werden. Die Übertragungs- und Fehlereigenschaften bei dieser Aufgabenstellung werden durch die bedingte Verteilungsdichte $p_M(x_e \mid x_a)$ beschrieben. $p_M(x_e \mid x_a)$ hängt außer von $p_K(x_a \mid x_e)$ noch vom Anregungsprozeß x_e ab. Beide Dichten sind einander proportional, wenn die Streuung des Prozesses x_e hinreichend groß ist. Die Konsequenzen dieses Sachverhalts auf Meß- und Kalibrierverfahren werden diskutiert.

Literatur

[1] MESCH, F.: Opas Meßtechnik. rtp 26 (1984) 6, S. 243.
[2] LENK, A.: Fehlerbeschreibung von Meßgeräten. Studie Meßwerterfassung 1/82, TU Dresden, Sektion Informationstechnik 1982.
[3] LENK, A.: Fehlerbewertung von Meßgeräten. TU-Information 09-08-79, TU Dresden 1979.
[4] HASCHE, K.: Zur quantitativen Beschreibung der Unsicherheit eines Meßanschlußergebnisses. Metrologische Abhandlungen 5 (1985) 4, S. 295; 6 (1986) 1—2, S. 1.

msr 9015

O. Fiedler

Coriolis-Massestrommesser

0. Einleitung

In der Automatisierungstechnik gewinnt die direkte Messung des Massestromes, unabhängig von Dichte, Viskosität, Temperatur und Druck, zunehmend an Bedeutung, denn in der Regel sind es die Masseverhältnisse der Ausgangsstoffe, die die Qualität des Endproduktes bestimmen.
Zur Bestimmung des Massestromes $\dot{m} = \int \varrho \cdot \vec{v} \cdot d\vec{A}$ (ϱ Dichte des Fluids, v Strömungsgeschwindigkeit durch das Flächenelement dA) eignen sich alle Volumenstrommesser mit einem zusätzlichen Dichtemesser (Densiometer).

Der Massestrom läßt sich aber auch ohne zusätzlichen Dichtemesser bestimmen (echte Massestrommesser), z. B. mit

— *thermischen Durchflußmessern* [1]
  a) nach Abkühlmethode: Der vom Heizelement abgeführte Wärmestrom ist dem Produkt $(\varrho \cdot v)^{0,5}$ proportional
  b) nach der Aufwärmmethode: Die von einem Heizer auf das Fluid übertragene Heizleistung ist dem Massestrom proportional (Thomas-Messer).
— *Durchflußmessern nach dem Prinzip der Drehimpulsübertragung* [2]: Eine rotierende Trommel erzeugt einen Drehimpuls im Fluid, der in einer zweiten, dahinterliegenden Trommel gedämpft wird. Die Dämpfung ist ein Maß für den Massestrom.
— *Schwebekörperdurchflußmessern* [3]: Die Dichte des Schwebekörpers wird gleich der doppelten mittleren Dichte der zu messenden Flüssigkeit gewählt. Der Massestrom ist der Höhenstellung des Schwebekörpers proportional (A-priori-Informationen erforderlich).
— *Durchflußmessern nach dem Prinzip der Geschwindigkeitsmodulation* [4]: Ein achsial schwingender Ringkolben an der Außenseite eines perforierten Rohrstückes moduliert die Strömungsgeschwindigkeit im Rohr. Die Dämpfung der mechanischen Schwingung ist ein Maß für den Massestrom.

Prof. Dr. sc. nat. OTTO FIEDLER (57) studierte von 1952 bis 1957 Physik an der Universität Rostock. Von 1959 bis 1966 wissenschaftlicher Assistent am Institut für Experimentelle Kernphysik der TU Dresden, 1966 Promotion A zur Thematik Wirkungsquerschnitt von Fusionsreaktionen. Von 1966 bis 1973 wissenschaftlicher Mitarbeiter bzw. Dozent am Lehrstuhl für Festkörperphysik der Sektion Physik/Elektronische Bauelemente der TH Karl-Marx-Stadt. 1972 Promotion B zur Thematik Herstellung dünner Schichten durch Ionenzerstäubung. 1974 Berufung zum o. Professor für Theoretische Elektrotechnik an der Sektion Technische Elektronik der WPU Rostock. Dort Wissenschaftsbereichsleiter Allgemeine Elektrotechnik.

– *Durchflußmessern nach dem Prinzip der Coriolis-Kraftwirkung*: Über ihr Funktionsprinzip, ihre technischen Ausführungsformen und Geräteentwicklungen wird nachfolgend berichtet.

1. Funktionsprinzip

Auf einen Körper der Masse m, der sich mit der Geschwindigkeit v in einem mit der Winkelgeschwindigkeit ω rotierenden System bewegt, wirkt zusätzlich zur Zentrifugalkraft die Coriolis-Kraft $\vec{F}_{C'}$

$$\vec{F}_{C'} = 2m[\vec{\omega} \times \vec{v}] \,. \tag{1}$$

Dieser Effekt wird zur Durchflußmessung genutzt. Auf das bewegte Masseelement Δm wirkt nach Bild 1 und Bild 2 die Coriolis-Kraft

$$\overrightarrow{\Delta F}_{C'} = 2\,\Delta m \cdot \omega \cdot v \,. \tag{2}$$

Man mißt nun die Trägheitskraft F_C, die das strömende Medium auf die Rohrwand ausübt und diese verbiegt. Die Verbiegung ist ein Maß für den Massestrom. F_C hat den gleichen Betrag, aber die entgegengesetzte Richtung von $F_{C'}$. Im Rohr mit dem Querschnitt A ist

$$\dot{m} = \varrho \cdot A \cdot v_m \,. \tag{3}$$

v_m über den Querschnitt gemittelte Strömungsgeschwindigkeit

Mit

$$\varrho = \Delta m/(A \cdot \Delta l) \tag{4}$$

und (2) wird

$$\dot{m} = (\Delta F_C/\Delta l)/(2 \cdot \omega) \,. \tag{5}$$

Der Massestrom ist der Coriolis-Kraft je Rohrlängeneinheit proportional und unabhängig von Dichte, Temperatur, Druck und Viskosität des Fluids.

2. Coriolis-Drehmoment

Die auf die Rohrwand wirkenden Coriolis-Trägheitskräfte erzeugen mechanische Drehmomente in bezug auf die Drehachse. Das Moment je Längeneinheit ist

$$\Delta\vec{M} = [\vec{r}_i \times (\overrightarrow{\Delta l} \times \vec{\omega})] \cdot 2 \cdot \dot{m} \,. \tag{6}$$

Das Gesamtmoment für ein starres Rohr der Länge l ist nach Bild 2

$$M = \sum_{i=1}^{N} r_i \cdot \Delta l \cdot 2 \cdot \omega \cdot \dot{m} \,. \tag{7}$$

Mit $r_i = i \cdot \Delta l$ und $\Delta l = l/N$ wird

$$M = (1 + 1/N) \cdot l^2 \cdot \omega \cdot \dot{m} \tag{8}$$

und als Summe infinitesimal kleiner Längenelemente

$$M = l^2 \cdot \omega \cdot \dot{m} \,. \tag{9}$$

3. Coriolis-Durchflußmesser

Die erforderliche Drehbewegung wird durch mechanische Auslenkung eines fest eingespannten Rohrstückes erzeugt. Die Auslenkung erfolgt periodisch mit Hilfe von Elektromagneten, so daß die Winkelgeschwindigkeit ω eine periodische Funktion der Zeit ist. Eine technische Lösung stellt das nach Bild 3 in Schwingung versetzte U-Rohr dar, das am Einlauf und Auslauf fest eingespannt ist. Fließt ein Massestrom durch das schwingende Rohr, so verdrehen sich die Schenkel in entgegengesetzter Richtung und verwinden den U-Bogen. Bild 3 b zeigt die Verwindung bei der Aufwärtsbewegung des Bogens. Bei dem skizzierten Nullagedurchgang hat der Drehwinkel Ψ sein Maximum. Er ist dem Massestrom proportional und wird mit Hilfe von Rohrlagesensoren bestimmt.

Günstig ist eine Zeitmessung der Nulldurchgänge der Schenkelmarkierungen [5]. Die beiden Markierungen durchqueren die Ruhelage in einem kleinen Bereich Δs mit der Geschwindigkeit u in der Zeit

$$\Delta t = 2 \cdot \Delta s/u \,. \tag{10}$$

Für kleine Winkel $\Delta s \approx a \cdot \Psi$ und $u = L \cdot \omega$ wird

$$\Delta t = 2 \cdot a \cdot \Psi/(L \cdot \omega) \,. \tag{11}$$

Der Verdrehung wirkt die Federkraft des Rohres mit dem Direktionsmoment K entgegen. Aus dem Gleichgewicht der Momente bezüglich der Symmetrieachse des Rohres folgt

$$K \cdot \Psi = 2 \cdot F_C \cdot a \,. \tag{12}$$

Mit $F_C = 2 \cdot l \cdot \omega \cdot \dot{m}$ ergibt sich aus (11) und (12)

$$\Delta t = \frac{8a^2 \cdot l}{L \cdot K} \cdot \dot{m} \,. \tag{13}$$

Darin ist l die effektive U-Rohrschenkellänge, d. h. die Wirkungslänge der Coriolis-Trägheitskraft je Rohrschenkel. Sie entspricht der geometrischen Länge der Mittellinie eines Schenkels in einem rechtwinkligen U-Bogen.

Für ein gegebenes U-Rohr mit fester Markierung (im Abstand L von der Einspannung) und konstantem Direktionsmoment K ist in

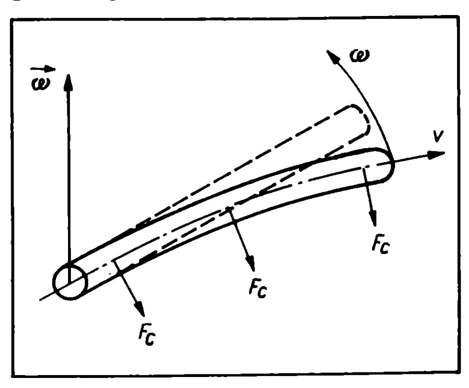


Bild 1. Verbiegung eines rotierenden Rohres (mit der Winkelgeschwindigkeit ω) durch die Coriolis-Trägheitskraft F_C bei der Durchströmungsgeschwindigkeit v

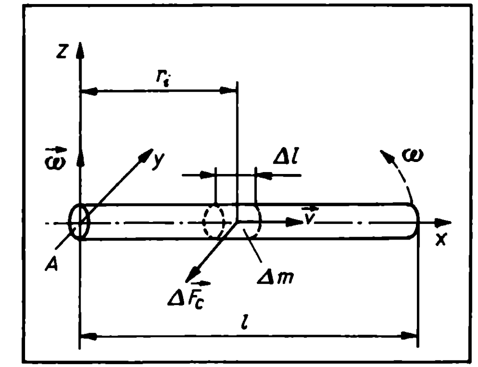


Bild 2. Zur Berechnung des Massestromes aus der Coriolis-Trägheitskraft je Längeneinheit $\Delta F_C/\Delta l$ und des resultierenden mechanischen Drehmomentes an einem starren Rohr, das mit der Winkelgeschwindigkeit ω in der xy-Ebene rotiert.

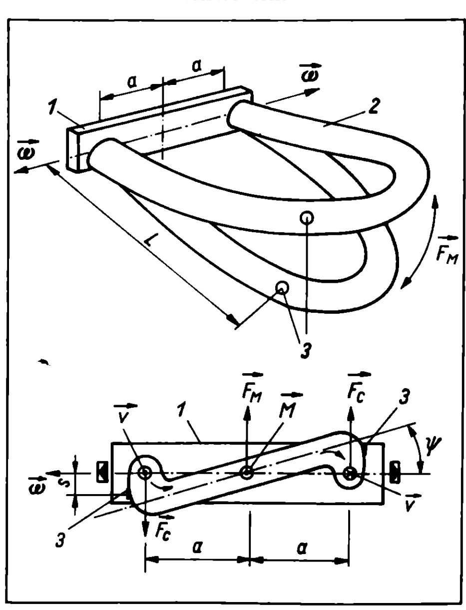


Bild 3. U-Rohr-Coriolis-Durchflußsensor

a) in Schwingung versetztes U-Meßrohr, b) Deformation bei. Durchströmung entgegen dem Uhrzeigersinn und Aufwärtsbewegung des U-Rohres

1 feste Einspannung; *2* U-Rohr; *3* Rohrlagesensor; $\vec{\omega}$ Vektor der Winkelgeschwindigkeit, Schwingungsachse; $\vec{v}$ Strömungsgeschwindigkeit; $\vec{F}_C$ Coriolis-Trägheitskraft; $2 \cdot a$ Abstand der Rohrschenkel; $\vec{F}_M$ elektromagnetische Auslenkkraft; s Auslenkung des Rohrlagesensors; $\vec{M}$ mechanisches Drehmoment

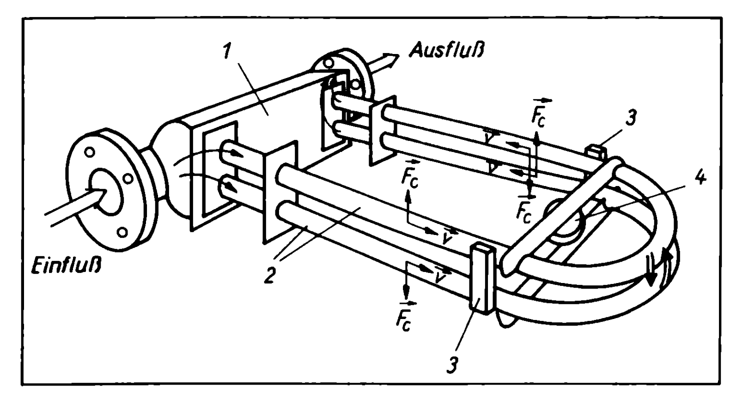


Bild 4. Coriolis-Durchflußmesser mit Doppel-U-Rohr (MICRO MOTION Schwing [6])
1 Einspannung; *2* parallel liegende U-Rohre; *3* Rohrlagesensoren; *4* Antriebspule mit Rohrbügel; $\vec{F}_C$ Coriolis-Trägheitskräfte bei Anziehung der U-Rohre

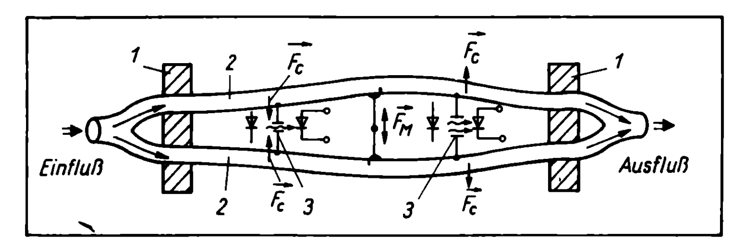


Bild 5. Coriolis-Durchflußmesser mit geradem Doppelrohr [7]
1 Einspannung; *2* parallel liegende gerade Rohre; *3* Rohrlagesensor (Blende in lichtelektrischer Meßstrecke); $\vec{F}_M$ elektromagnetische Auslenkkraft; $\vec{F}_C$ Coriolis-Trägheitskräfte

(13) der Faktor von $\dot{m}$ eine Gerätekonstante. Der Massestrom ist also der Zeitdifferenz der Nulldurchgänge der Rohrmarkierungen proportional und wird damit unabhängig von der Schwingungsfrequenz des U-Rohres. Das hat den Vorteil, daß die Nachführung und Anpassung der Erregerfrequenz $F_M(\omega)$ an die Resonanzfrequenz des Rohres bei Änderung der Dichte des Fluids keinen Einfluß auf das Ergebnis hat.

Das Meßergebnis ist unabhängig von Druck, Temperatur und Viskosität, solange das Direktionsmoment K, das die federelastischen Eigenschaften des Rohres mit seiner Füllung erfaßt, konstant bleibt. Aus diesem Grund spielen die Auswahl des Rohrmaterials und die Technologie der Herstellung der U-Rohre eine besondere Rolle.

Einen industriell gefertigten U-Rohr-Coriolis-Durchflußmesser zeigt Bild 4. Es ist das Meßsystem MICRO MOTION der Fa. *Schwing* [6], ein Doppelrohr mit gegenphasiger Schwingung der beiden U-Rohre. Bei Verwendung nur eines Rohres wird zur Kompensation der Masseträgheit eine gleich große „Gegenmasse" benutzt. Beim Doppelrohr ist die Masse des einen stets die Gegenmasse des anderen Rohres, so daß eine zusätzliche Ausgleichsmasse entfällt. Der Gesamtfluß teilt sich im Einlauf in zwei Teilflüsse, die die beiden Rohre gleichsinnig durchlaufen und sich am Ausgang wieder vereinen. Die Anregung erfolgt elektromagnetisch über eine Spule mit zwei Bügeln, die an den U-Bögen angreifen. Werden die Rohre aufeinander zu bewegt, so bewirken die Coriolis-Trägheitskräfte auf der Einlaufseite eine Abstoßung und auf der Auslaufseite eine Anziehung der Rohrschenkel. Die Deformation wird mit Hilfe der skizzierten Lagesensoren gemessen. Sie ist ein Maß für den Massedurchfluß.

Die entwickelten Meßsysteme eignen sich sowohl für Gas als auch für Flüssigkeitsmassestrommessungen.

Die Meßrohrinnendurchmesser reichen von 1,42 mm bis 108,2 mm und die Meßbereichsendwerte von 42 g/min bis zu 9,08 t/min. Die Tafel enthält als Beispiel einige technische Daten von Standardmodellen. Der Meßfehler von ±0,4% v. M. der in Zeile 3 angegebenen Durchflußwerte entspricht bei allen Modellen einem Fehler von 0,2% v. E. des jeweils kleinsten Meßbereiches (oberer Wert in Zeile 2).

Die mit Coriolis-Durchflußmessern erreichbaren hohen Massestromgenauigkeiten verlangen allerdings einen störfreien Einbau des Meßwertaufnahmesystems in die Rohrleitung:

- Das Meßsystem muß spannungsfrei eingebaut sein. Die Leitung soll im Einlauf und Auslauf jeweils zweimal abgefangen werden.
- Starke Vibrationen der Leitung müssen vermieden werden.
- Der Einbau darf nicht in der Nähe starker Magnetfelderzeuger, z. B. Transformatoren, erfolgen.

Coriolis-Durchflußmesser mit geradem Doppelrohr [7]:
Bild 5 zeigt den prinzipiellen Aufbau der Meßanordnung mit zwei geraden parallelen Meßrohren, die an beiden Enden fest eingespannt sind. In der Mitte greift die elektromagnetische Wechselkraft F_M an, die die Meßrohre gegenphasig mit der Resonanzfrequenz des Systems auslenkt. Die Rohrlagesensoren sind in diesem Fall bewegbare Blenden in lichtelektrischen Meßstrecken. Die Schlitzblenden werden von Blechen gebildet, die an den schwingenden Rohren fest montiert sind. Die Schlitzbreite ändert sich mit der Rohrauslenkung; der hindurchtretende Lichtstrom ist ein Maß für die Rohrstellung. Bei Nulldurchfluß schwingen beide Blendenöffnungen in Phase. Bei Massedurchfluß deformiert die Coriolis-Trägheitskraft die Rohrbögen in der skizzierten Form (Abstoßungsphase). In den beiden Lichtmeßstrecken entsteht eine Phasenverschiebung zwischen den Photowechselströmen, die dem Massestrom proportional ist.

Bei kurzen Meßrohrlängen liegen die Resonanzfrequenzen nach [7] mit 700 Hz bis 1100 Hz in hinreichend großem Abstand zu den Störfrequenzen der üblichen Rohrvibrationen. Die Rohrauslenkungen liegen bei 60 µm und die zu messenden Phasenverschiebungen im Bereich von Winkelminuten. Sie verlangen Zeitdifferenzmessungen im Nanosekundenbereich.

Als Material für die Rohre und Verteilerstücke wird Titan bevorzugt, das gute Eigenschaften hinsichtlich Elastizität, Druckfestigkeit, Ausdehnung und Korrosion gewährleistet. Das Meßsystem befindet sich in einem evakuierten Trägerrohr, das die in der Rohrleitung vorhandenen Kräfte auffängt.

Tafel.
Einige technische Daten industriell hergestellter Coriolis-Durchflußmesser (Standard MICRO MOTION D-Modelle [6]) für Gase und Flüssigkeiten

Typ			D 25	D 100	D 300	D 600
Rohrinnendurchmesser	mm		3,96	13,4	48,3	108,2
Meßbereichsendwerte	kg/min.	min.	0,91	23	160	454
		max.	18	455	3180	9080
Meßfehler ±0,4% v. M. bei $\dot{m} \geqq$ ... kg/min.			0,46	11,5	80	230
Nullpunktstabilität	g/min.		1,8	45	320	1100
max. Betriebsdruck	bar		131	155	51	50
Gewicht des Meßsystems	kg		6,5	21	93	640

Temperaturbereich: Sensor −240 °C bis +200 °C; Elektronik: −40 °C bis +65 °C
Einbauempfehlung: Rohrleitung vor und hinter dem Sensor jeweils 2mal abfangen (durch elastische Verbindungsstücke in jeweils 15 D Entfernung)

Das Geradeaus-Meßrohr hat gegenüber dem U-Rohr den Vorteil, daß die Umlenkungen des Flusses (zweimal 90° und einmal 180°) entfallen und damit der Widerstand und der Druckabfall geringer sind. Nachteilig ist der geringere Meßeffekt.
Nach Herstellerangaben können allgemein mit Coriolis-Durchflußmessern bei sorgfältiger Kalibrierung recht hohe Meßgenauigkeiten erzielt werden, bis zu ±0,15% v. M. bei einer Meßbereichsbreite von 1:100.

4. Bewertung des Verfahrens und des Entwicklungsstandes

Coriolis-Massestrommesser sind zur Industriereife geführt worden. Meßgenauigkeiten von ±0,15% v. M. sind erreichbar. Das Meßsystem ist für Gase und Flüssigkeiten anwendbar.
Vorteile des Verfahrens sind:

- Der Massestrom wird unabhängig von Temperatur, Druck, Dichte und Viskosität gemessen.
- Die Messung ist unabhängig von Gaseinschlüssen und Feststoffanteilen und deshalb für Mehrphasenstrommessungen gut geeignet.
- Durch geeignete Materialauswahl können Fluide hoher Aggressivität bei hoher Temperatur (bis 400 °C) und unter hohem Druck (bis 250 bar) gemessen werden.
- Die Messung ist unabhängig vom Strömungsprofil.
- Durch Zählerstandsvergleich mit geeichter Waage ist eine einfache Kalibrierung möglich.

Nachteile sind:

- Die Meßwertaufnehmer sind empfindlich gegen mechanische Verspannungen und Vibrationen (erhöhter Installationsaufwand).
- Sie sind bisher auf kleine Rohrnennweiten beschränkt.
- Sie sind relativ teuer.

Die Entwicklung von Coriolis-Massestrommessern kommt dem wachsenden Bedarf an Massestrommessern in der Industrie und in Handel und Versorgung entgegen, denn letztendlich ist es die Masse, die bezahlt wird. Das gilt für den Transport von Gasen und Flüssiggasen, von Wasser, Chemikalien und Kunststoffen sowie von Suspensionen, Lebensmitteln und pulverisierten Feststoffen.

Zusammenfassung

Unter den echten Massestrommessern hat der Coriolis-Durchflußmesser für Gase und Flüssigkeiten Industriereife erreicht. Das gilt für Meßsysteme mit schwingenden U-Rohren und Doppel-Geraderohren. Die Coriolis-Trägheitskraft erzeugt an den Meßrohren mechanische Momente, die unabhängig von Druck, Temperatur, Dichte und Viskosität nur dem Massestrom proportional sind. Sie sind berechenbar. In der Praxis sind zur Erzielung hoher Genauigkeiten (z. B. 0,15% v. M.) aktuelle Kalibrierungen erforderlich.

Literatur

[1] HENGSTENBERG, J.; STURM, B.; WINKLER, O.: Messen, Steuern und Regeln in der Chemischen Technik. Band 1. 3. Auflage. Berlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1980.
[2] WASSON, R.: Mass Flow Metering. Measurement and Control (1972) 12, S. 479—486.
[3] KNAKRÜGGE, L.: Anwendung des Schwebekörperdurchflußmessers zur Massestrommessung. tm 53 (1986) 10, S. 390—393.
[4] GAST, TH.; HÖNL, R.; KÖHN, H.: Massestrommessung durch Modulation der Strömung in einem Rohrabschnitt. tm 55 (1988) 7/8, S. 261—266.
[5] BONFIG, K.-H.: Technische Durchflußmessung. Düsseldorf: Vulkan-Verlag 1987.
[6] Firmenschrift: Betriebshandbuch MICRO MOTION Massedurchflußmesser. Schwing Verfahrenstechnik, Neukirchen/Vluyn 1987.
[7] AMBERGER, E.; VOGTLIN, B.: Unmittelbare Messung des Massedurchflusses mit Hilfe der Coriolis-Kraft. atp 30 (1988), S. 224—230.

G. Schommartz, W. Timm

Zur Parameterschätzung tieffrequenter Vorgänge

0. Einleitung

In der Prozeßmeßtechnik, bei der Prozeßidentifikation, in der Prozeßkontrolle automatisierter Vorgänge, aber auch bei der Untersuchung bzw. Beobachtung nichttechnischer dynamischer stochastischer Vorgänge steht man sehr häufig vor der Aufgabe, in kurzen Meßzeiten hinreichend signifikante Aussagen über ausgewählte, den Prozeß charakterisierende Signalkennwerte zu erhalten. Als Beispiele seien genannt:

- Frequenzmessung bei Wirbeldurchflußmessern (stellvertretend für das Gebiet der frequenzanalogen Meßtechnik)
- Drehzahl-Drehmoment-Leistungsmessung an Dieselmotoren oder Elektromotoren (stellvertretend für Aufgaben der technischen Diagnostik/Prozeßsteuerung)
- Seegangsmessung (Wellen, Dünung, Seiches, Pegel, interne Wellen) (stellvertretend für Aufgaben der Ozeanologie/Ozeanometrie).

Bei dieser Art von Meßaufgaben darf man voraussetzen, daß in vorgelagerten Grundsatzuntersuchungen A-priori-Informationen über den statistischen und spektralen Charakter des Prozesses ermittelt wurden, so daß es unter dem hier apostrophierten Gesichtspunkt der praktischen Meßtechnik um die Bestimmung von wenigen, aber wesentlichen Prozeßparametern (z. B. Mittelwert, Effektivwert der Amplitude, der Frequenz, der Periodendauer) unter Echtzeitbedingungen mit kurzen Meßzeiten geht. In der Prozeßmeß- und -steuerungstechnik gehen lange Meß- und Integrationszeiten als Totzeiten in die Prozeßregelung ein, in der Ozeanometrie bestimmen Meß- und Integrationszeiten wesentlich die Einsatzdauer autonomer batteriegespeister Geräte.
Die Meßstochastik (ein von F.-H. LANGE [1] eingeführter Begriff zur Kennzeichnung einer (meßtechnisch) angewandten Stochastik) stellt auf der Grundlage der Signalanalyse mittels statistischer und spektraler Kennfunktionen und Kenngrößen stochastischer Vorgänge ein großes Sortiment an Meßvorschriften zur Verfügung (ein-, mehrdimensionale Verteilungsdichtefunktionen, daraus abgeleitete Erwartungswerte, Auto- und Kreuzkorrelationsfunktion sowie spektrale Leistungsdichte von Amplituden- und Zeitwerten und daraus abgeleitete Erwartungswerte, wie Effektivwert, mittlere Frequenz

---

Prof. Dr. sc. techn. GÜNTER SCHOMMARTZ (55) studierte von 1952 bis 1957 Physik an der Universität Rostock. Von 1957 bis 1961 wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Geräte der Luftfahrtindustrie Dresden. Von 1961 bis 1973 Assistent bzw. Oberassistent am Institut für Fernmeldewesen und Hochfrequenztechnik der Universität Rostock. 1967 Promotion A, 1973 Promotion B, jeweils zur induktiven Strömungstechnik. 1973 Berufung zum Hochschuldozenten für Meßtechnik und 1980 zum o. Professor für Informationstechnik (Meßtechnik) an der WPU Rostock. Dort von 1983 bis 1987 stellv. Sektionsdirektor für Forschung der Sektion Technische Elektronik.
Dr.-Ing. WOLFGANG TIMM (37) studierte von 1970 bis 1974 Physik an der Universität Rostock. Von 1974 bis 1977 wissenschaftlicher Mitarbeiter am Zentralinstitut für Elektronenphysik der AdW der DDR. Seither wissenschaftlicher Assistent an der Sektion Technische Elektronik der WPU Rostock. 1984 Promotion A.

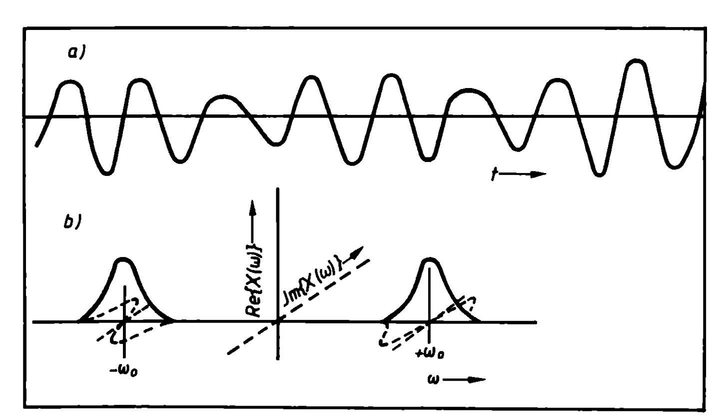


Bild 1. Darstellungen eines Schmalbandsignales
a) im Zeitbereich; b) im Frequenzbereich

bzw. Nulldurchgangshäufigkeit usw.). Dieser Beitrag soll sich auf die kurzfristige Messung von Effektivwert und Frequenz als den wichtigsten Parametern schmalbandiger Prozesse beschränken und in diesem Sinne eine Ergänzung zur Meßstochastik darstellen.
Unter einem Schmalbandprozeß sollen solche stochastischen Vorgänge verstanden werden, deren Bandbreite kleiner ist als die mittlere oder Medianfrequenz (drei praktische Beispiele dafür wurden eingangs genannt), wobei die mittlere oder Medianfrequenz durchaus variabel sein darf. Ein gutes mathematisches Modell dafür sind die Ansätze

$$s(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = a_c(t) \cdot \cos \omega_0 t + a_s(t) \cdot \sin \omega_0 t \tag{1}$$

im Zeitbereich bzw.

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)\, e^{-j\omega t}\, dt = \frac{1}{2} \{A^*(\omega - \omega_0) + A(\omega + \omega_0)\} \tag{2}$$

mit

$$A(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t)\, e^{j\varphi(t)}\, e^{-j\omega t}\, dt \tag{3}$$

als Amplitudendichtespektrum im Frequenzbereich.
Die Bedingung auf beschränkte Bandbreite b (Bild 1) besagt, daß sich Amplitude $a(t)$ und Phase $\varphi(t)$ innerhalb einer Periode des Signals — größenordnungsmäßig darstellbar durch die Zeit $2\pi/\omega_0$ — nicht wesentlich ändern.
Für das weitere sei vorausgesetzt, daß das Prozeßsignal $x(t)$ keinen Gleichanteil hat.

1. Effektivwertmessung

Grundlage aller Verfahren zur Effektivwertmessung ist die Definitionsgleichung

$$\tilde{x} = \lim_{T_m \to \infty} \sqrt{\frac{1}{T_m} \int_{-T_m/2}^{T_m/2} x^2(t)\, dt}\,. \tag{4}$$

Die Grenzbedingung $T_m \to \infty$ besagt, daß die Meßzeit (Integrationszeit, Mittelungszeit) so groß sein soll, daß (für stationäre Signale) ein konsistenter Schätzwert angenommen wird. Die Beschränkung auf stationäre Signale ist jedoch aus informationstheoretischen Gründen unsinnig, da es ja gerade darauf ankommt, durch Messungen Veränderungen des Effektivwertes wahrzunehmen, und das in endlicher Meßzeit. Für die Meßzeit T_m muß deshalb ein solcher Wert gefunden werden, der zufällige Änderungen des Effektivwertes von Trendänderungen unterscheiden läßt. Angewandt auf das Schmalbandsignal (1) sollte T_m also seiner momentanen oder seiner mehrfachen mittleren Periodendauer entsprechen, d. h., parallel zur Effektivwertmessung sollte eine Periodendauermessung erfolgen. Das soll hiermit als gegeben angenommen werden. Obige Definitionsgleichung ist also auf die Form

$$\tilde{x}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_m} \int_{t-T_m}^{t} x^2(t)\, dt} \tag{5}$$

abzuwandeln; sie berücksichtigt vorstehende Überlegungen sowie die Kausalität, daß meßpraktisch on line der aktuelle Effektivwert nur aus bis dahin anstehenden Meßwerten $x(t)$ gebildet werden kann (nicht auch aus künftigen).
Aus (5) lassen sich einige rekursive Algorithmen für die rechnergestützte Auswertung ableiten [2]:

$$\tilde{x}_k = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{k-n}^2} \tag{6}$$

ist mit $\tilde{x}_k = \tilde{x}(k \cdot T_a)$, $x_k = x(k \cdot T_a)$, $N = T_m/T_a$ (T_a Abtastperiode, k aktueller Zeitindex) die zeitdiskrete Variante von (5);

$$\tilde{x}_k = \sqrt{\tilde{x}_{k-1}^2 + \frac{1}{N}(x_k^2 - x_{k-N}^2)} \tag{7}$$

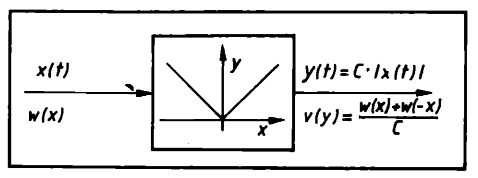


Bild 2. Modell des linearen Doppelweggleichrichters

erspart eine ständige Summation über alle N im (Schiebe-)Register abgelegte Meßwerte x_{k-n}^2, und unter der Annahme, daß x_k und x_{k-1} sich nicht wesentlich unterscheiden, so daß

$$\tilde{x}_k^2 - \tilde{x}_{k-1}^2 = (\tilde{x}_k - \tilde{x}_{k-1})(\tilde{x}_k + \tilde{x}_{k-1}) \approx (\tilde{x}_k - \tilde{x}_{k-1}) \cdot 2\tilde{x}_{k-1}$$

gilt,
erspart der Algorithmus

$$\tilde{x}_k = \tilde{x}_{k-1} + \frac{x_k^2 - x_{k-N}^2}{2N\tilde{x}_{k-1}} \tag{8}$$

das Radizieren.
Bild 2 zeigt ein Modell des linearen Doppelweggleichrichters. Ist die Amplitudenverteilungsdichte $w(x)$ bekannt, so läßt sich das Quadrieren ersparen, indem man die Beziehung des ersten Moments des linear-doppelweg-gleichgerichteten Signals (den Gleichrichtwert) zum Effektivwert aufsucht [3]:
Für $y(t) = C \cdot |x(t)|$ als dem gleichgerichteten Signal ist die Verteilungsdichte $v(y) = \frac{1}{C}(w(x) + w(-x))$, und damit

$$\bar{y} = \int_0^\infty y \cdot v(y)\, dy = C \int_0^\infty (xw(x) + xw(-x))\, dx \neq 0$$

$$\tilde{y}^2 = \int_0^\infty y^2 v(y)\, dy = C^2 \int_0^\infty (x^2 w(x) + x^2 w(-x))\, dx = C^2 \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 w(x)\, dx = C^2 \cdot \tilde{x}^2\,.$$

Beispielsweise gilt

— bei Normalverteilung: $\bar{y} = \sqrt{\frac{2}{\pi}}\, \tilde{y} = \sqrt{\frac{2}{\pi}}\, C \cdot \tilde{x}$

— bei Gleichverteilung: $\bar{y} = \sqrt{\frac{3}{4}}\, \tilde{y} = \sqrt{\frac{3}{4}}\, C \cdot \tilde{x}$

— allgemein: $\bar{y} = q \cdot \tilde{y} = q \cdot C \cdot \tilde{x}$,

worin q eine vom Typ der Verteilungsdichtefunktion abhängige Konstante ist.

Aus $\bar{y}(t) = \frac{1}{T_m} \int_{t-T_m}^{t} y(t)\, dt$ folgt über die diskretisierte Form

$$\bar{y}_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_{k-n} = \bar{y}_{k-1} + \frac{y_k - y_{k-N}}{N}$$

die Beziehung

$$\tilde{x}_k = \frac{1}{qN} \sum_{n=0}^{N-1} |x_{k-n}| = \tilde{x}_{k-1} + \frac{|x_k| - |x_{k-N}|}{qN}\,. \tag{9}$$

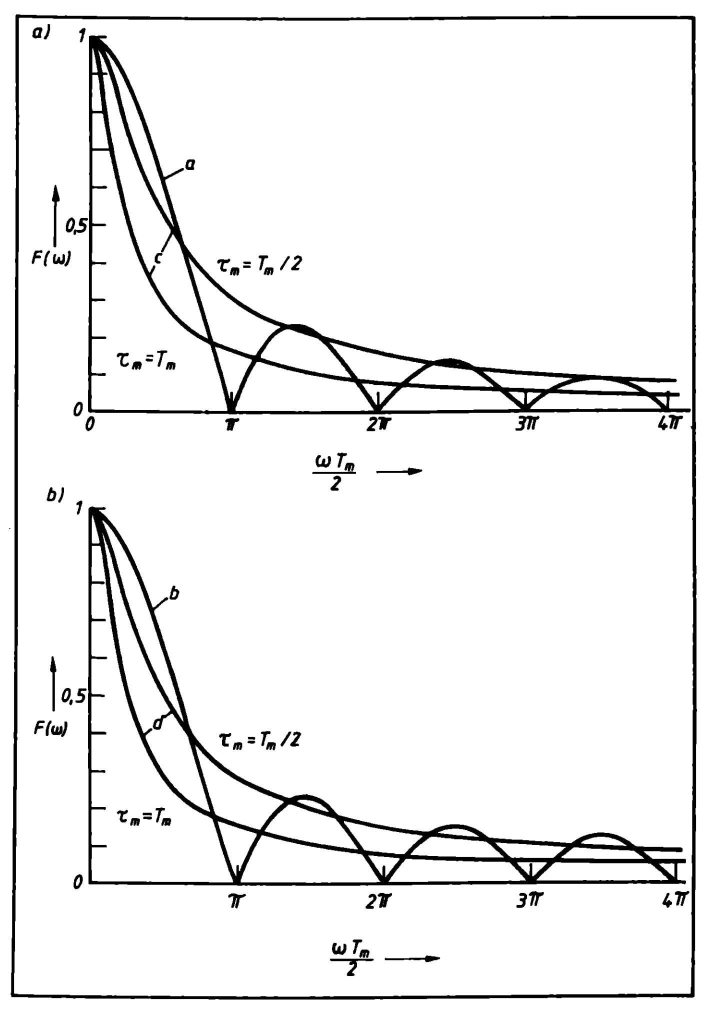


Bild 3. Frequenzgänge
a) Integration nach (5) (Kurve *a*) und Tiefpaß 1. Ordnung nach (10) für $\tau_m = T_m$ und $\tau_m = T_m/2$ (Kurven *c*)
b) Summation nach (7) (Kurve *b*) und Tiefpaß 1. Ordnung nach (10) für $\tau_m = T_m$ und $\tau_m = T_m/2$ (Kurven *d*)

Die Integration bzw. Mittelung stellt auch eine spektrale Bewertung des Signals $x(t)$ durch Tiefpaßfilterung dar; die Übertragungsfunktion ist die Spaltfunktion:

$$H(j\omega) = \text{si}\left(\omega\,\frac{T_m}{2}\right) e^{-j\omega T_m/2} \qquad \text{(zeitkontinuierlicher Fall)}$$

$$H_d(j\omega) = \frac{\text{si}\left(\omega\,\frac{T_m}{2}\right)}{\text{si}\left(\omega\,\frac{T_a}{2}\right)} e^{-j\omega T_m/2} \qquad \text{(zeitdiskreter Fall),}$$

deren Beträge im Bild 3 gezeigt sind.
Sieht man aus diesem Blickwinkel die Effektivwertmessung als Tiefpaßfilterung des quadrierten oder gleichgerichteten Signals an, so lassen sich dafür Differentialgleichungen 1. Ordnung

$$\tilde{x}^2(t) + \tau_m \frac{d}{dt}\tilde{x}^2(t) = x^2(t) \tag{10a}$$

bzw.

$$\bar{y}(t) + \tau_m \frac{d}{dt}\bar{y}(t) = y(t) = C \cdot |x(t)| \tag{10b}$$

(oder auch höherer Ordnung) formulieren, deren numerische Äquivalente lauten:

$$\tilde{x}_k^2 = \frac{\tau_m}{\tau_m + T_a}\tilde{x}_{k-1}^2 + \frac{T_a}{\tau_m + T_a}x_k^2$$

bzw.

$$\tilde{x}_k = \sqrt{\frac{\tau_m}{\tau_m + T_a}\tilde{x}_{k-1}^2 + \frac{T_a}{\tau_m + T_a}x_k^2} \tag{11}$$

oder, wegen $\tilde{x}_k + \tilde{x}_{k-1} \approx 2\tilde{x}_{k-1}$

$$\tilde{x}_k = \left(1 - \frac{T_a}{2(\tau_m + T_a)}\right)\tilde{x}_{k-1} + \frac{T_a}{2(\tau_m + T_a)}\frac{x_k^2}{\tilde{x}_{k-1}}, \tag{12}$$

wobei (11) und (12) zu (7) und (8) korrespondieren,

sowie $\bar{y}_k = \frac{N}{1+N}\bar{y}_{k-1} + \frac{1}{N+1}y_k$

bzw.

$$\bar{x}_k = \frac{N}{1+N}\bar{x}_{k-1} + \frac{1}{q(N+1)}|x_k|\,. \tag{13}$$

Die letztere Gleichung korrespondiert mit (9).
Daß die Algorithmen (11) bis (13) das Element x_{k-N} nicht mehr enthalten, bedeutet einen rechentechnischen Vorteil, da man kein Schieberegister zum Aufbewahren des vergangenen N-ten Wertes benötigt. Zum Vergleich der spektralen Übereinstimmung sind die Frequenzgänge obiger Übertragungsfunktionen

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau_m} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau_m^2}}\,e^{-j\arctan\omega\tau_m} \qquad \text{(zeitkontinuierlicher Fall)}$$

$$H_d(j\omega) = \frac{e^{-j\arctan\left(\frac{\tau_m \sin\omega T_a}{T_a + \tau_m(1-\cos\omega T_a)}\right)}}{\sqrt{1 + 4\frac{\tau_m}{T_a}\left(\frac{\tau_m}{T_a} + 1\right)\sin^2\omega T_a/2}} \qquad \text{(zeitdiskreter Fall)}$$

für $\tau_m = T_m$ und $\tau_m = T_m/2$ ebenfalls im Bild 3 enthalten. Wie man an den Argumenten der Übertragungsfunktionen ablesen kann, betragen die Verzögerungszeiten (Totzeiten)

$$T_v = T_m/2 \quad \text{bzw.} \quad T_v = \tau_m\,,$$

d. h., die kürzestmöglichen Totzeiten ergeben sich für den Grenzfall, daß die Meßzeit T_m der aktuellen oder mittleren Periodendauer angepaßt ist.

2. Frequenzmessung

Bei der Frequenz- oder Periodendauermessung mittels Zählfrequenzmesser nach der Methode des Auszählens oder Ausmessens der Nulldurchgänge des Signals $x(t)$ bestimmt die Meßzeit (Zählzeit) sowohl den statischen als auch den dynamischen Fehler [4] und [5]. Änderungen der Frequenz $f(t)$ innerhalb der für eine geforderte statische Genauigkeit von $p = 1\%$ (oder 0,1%) gegebenen Meßzeit $t_m = 1/f \cdot p$ werden aufgrund der Tiefpaßwirkung des Zählvorganges

$$Z(t) = \int_{t-t_m}^{t} f(t)\,dt = \overline{f(t)} \cdot t_m\,, \tag{14}$$

der die Übertragungsfunktion

$$H(j\omega) = \text{si}\left(\omega\,\frac{t_m}{2}\right) e^{-j\omega t_m/2} \tag{15}$$

hat, verdeckt. Kürzere Meßzeiten t_m zur Verringerung des dynamischen Fehlers (d. h. zur Erweiterung der Grenzfrequenz des Zählers) erhöhen den statischen Meßfehler. Als Ausweg bleibt nur eine Periodendauermessung nach der Definition der Periodendauer ϑ gemäß

$$\int_{t-\vartheta(t)}^{t} f(t)\,dt = 1 \tag{16}$$

mit der Übertragungsfunktion

$$H(j\omega) = \text{si}\left(\omega\,\frac{\vartheta}{2}\right) e^{-j\omega\vartheta/2}, \tag{17}$$

die bei kleinem ϑ hinreichend den Wert $H(j\omega) \approx 1$ hat. Nachteilig bei Periodendauermessung ist, daß die Zeitpunkte der Nulldurchgänge des Signals, die nicht mit dem Rechnertakt synchronisierbar sind, den Meßvorgang bestimmen. Es entsteht durch die zwangsweise Zuordnung der Nulldurchgangszeiten zu den Rechnertaktzeiten ein Phasenjitter in der Größenordnung von maximal $\vartheta/2$.

Dieser zufällige Fehler ist nur bei Mittellung über mehrere Perioden N

$$\int_{t-\vartheta_{N(t)}}^{t} f(t)\,\mathrm{d}t = N \quad \text{mit} \quad \vartheta_N = N \cdot \bar{\vartheta} \tag{18}$$

mit dem Nachteil anwachsenden dynamischen Fehlers reduzierbar. Die Verzögerungszeiten (Totzeiten) sind

$$T_v = t_m/2 = 1/2fp \quad \text{bei Frequenzmessung} \tag{19}$$

$$T_v = \left.\begin{matrix} \vartheta/2 \approx 1/2f & \text{bei einfacher} \\ N\bar{\vartheta}/2 \approx N/2f & \text{bei } N\text{-facher} \end{matrix}\right\} \text{Periodendauermessung.} \tag{20}$$

Eine sog. Momentanfrequenzmessung in kurzer Meßzeit ist also nur mit der einfachen Periodendauermeßmethodik, wenn das Phasenjitter nicht stört, und mit Abtastzeiten der Größenordnung der Periodendauer näherungsweise erreichbar.

Wichtig ist, festzustellen, daß die aus dem Abzählen gleichsinniger Nulldurchgänge gemessene Frequenz $\bar{f}(t)$ gemäß (14) nicht identisch ist mit der Mittenfrequenz $f_0 = \omega_0/2\pi$ des Schmalbandsignals $x(t)$ nach (1). Aus dem Leistungsdichtespektrum $S_x(\omega)$ des Signals $x(t)$ bestimmt sich die mittlere Anzahl gleichsinniger Nulldurchgänge je Zeiteinheit [6] zu

$$\bar{\omega} = 2\pi\bar{f} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \omega^2 S_x(\omega)\,\mathrm{d}\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_x(\omega)\,\mathrm{d}\omega}} = \sqrt{-\frac{R''_x(0)}{R_{xx}(0)}} \tag{21}$$

Beispielsweise gilt für exponentialförmiges Spektrum

$$S_x(\omega) = \frac{1}{2}\left(S(\omega - \omega_0) + S(\omega + \omega_0)\right)$$

mit

$$S(\omega) = \frac{S_0}{\sqrt{\pi}\, b} \exp\left(-\omega^2/b^2\right); \qquad \bar{\omega} = \sqrt{\omega_0^2 + b^2/2}\,;$$

b Bandbreite,

was man auch aus der zugehörigen Autokorrelationsfunktion

$$R_x(\tau) = \tilde{x}^2 \cdot \exp\left(-\frac{b^2\tau^2}{4}\right) \cdot \cos\omega_0\tau$$

erhält.

Das für Schmalbandrauschen typische periodische Verhalten der Autokorrelationsfunktion (AKF) gibt ein Mittel zur Bestimmung der Mittenfrequenz („Resonanzfrequenz") ω_0 aus der Lage der Nullwerte oder der Extrema von $R_x(\tau)$ in die Hand. Da aber der rechentechnische Aufwand zur Bildung der AKF durch die vielen Multiplikationen gemäß

$$R_x(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t)\, x(t-\tau)\,\mathrm{d}t$$

groß ist, soll ein einfacherer Weg an Hand der AMDF vorgestellt werden.

3. Grundperiodenschätzung mittels Average Magnitude Difference Function (AMDF) bzw. Average Squared Difference Function (ASDF)

Bildet man das nur quasiperiodische Schmalbandrauschen $x(t)$ mit Hilfe eines periodischen Modellsignals $s(t)$ mit der Periode $T_0 = \dfrac{2\pi}{\omega_0}$ entsprechend den Beziehungen

$$x(t) = s(t) + v(t)\,,$$

$$x(t-\tau) = s(t) + w(t)$$

nach, wobei $v(t)$ und $w(t)$ die zeitlichen Fehlerverläufe zwischen dem periodischen Modellsignal und dem wahren Verlauf des Schmalbandrauschens darstellen, und betrachtet man den mittleren Fehler der Absolutbeträge

$$D(\tau, s(t)) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \left(|v(t)| + |w(t)|\right)\mathrm{d}t$$

über den gesamten Verlauf, so ergibt sich das Minimum dieses Fehlers $s(t)$ als Definition für die AMDF [7]:

$$D(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} |x(t) - x(t-\tau)|\,\mathrm{d}t \tag{22}$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |x(kT_a) - x(kT_a - \tau)|\,. \tag{23}$$

Die Berechnung der AMDF kommt also ohne Multiplikationen aus! Setzt man statt des mittleren Fehlers der Absolutbeträge den mittleren quadratischen Fehler an, so erhält man die ASDF:

$$A(\tau) = \sqrt{\lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \left(x(t) - x(t-\tau)\right)^2 \mathrm{d}t}\,. \tag{24}$$

Beide Funktionen ergeben dann ein Minimum bezüglich τ, wenn das periodische Modellsignal $s(t)$ und der Verlauf von $x(t)$ möglichst genau übereinstimmen. Dann entspricht τ der Grundperiode T_0 beider Signale. Das Kriterium der Grundperiodenschätzung sind also die Minima der AMDF bzw. ASDF, die bei $n \cdot T_0$ auftreten.

Es läßt sich leicht zeigen, daß die AKF und ASDF prinzipiell ineinander überführt werden können. Zunächst gilt

$$A^2(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \left(x^2(t) - 2x(t)\cdot x(t-\tau) + x^2(t-\tau)\right)\mathrm{d}t\,.$$

Für einen stationären Prozeß gilt für den quadratischen Mittelwert:

$$\tilde{x}^2 = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x^2(t)\,\mathrm{d}t$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x^2(t-\tau)\,\mathrm{d}t\,,$$

so daß $A^2(\tau) = 2(\tilde{x}^2 - R(\tau))$ gilt ($R(\tau)$ Autokorrelationsfunktion).

Dieser analytische Zusammenhang besteht — Stationarität vorausgesetzt — unabhängig von der Art des Zeitsignals $x(t)$. Der für die Grundperiodenschätzung interessante Aspekt ist der, daß die ASDF $A(\tau)$ dann ein lokales Minimum aufweist, wenn die AKF $R(\tau)$ ein Maximum hat.

Die beiden Funktionen verhalten sich damit bezüglich der Extremwertermittlung theoretisch gleichwertig.

Die Darstellung der Beziehungen dieser beiden Funktionen zur AMDF erfordert die Kenntnis bestimmter Signaleigenschaften. Mit der Bezeichnung $y(t) = x(t) - x(t-\tau)$ ist die AMDF

$$D(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \cdot \int_{-T}^{T} |y(t)|\,\mathrm{d}t = |\overline{y(t)}|$$

der Gleichrichtwert von $y(t)$ und die ASDF

$$A(\tau) = \sqrt{\lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} y^2(t)\,\mathrm{d}t} = \sqrt{\overline{y^2(t)}}$$

der Effektivwert von $y(t)$.

Setzt man für die Amplitudenverteilung des Schmalbandrauschens eine Gauß-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion an, erhält man

$$D(\tau) = \sqrt{\frac{2}{\pi}}\, A(\tau) \tag{25}$$

als linearen Zusammenhang zwischen der AMDF und der ASDF. Nun soll betrachtet werden, inwieweit sich theoretisch diese Kriterien zur Grundperiodenbestimmung eignen, wenn das oben erläuterte Modell für Schmalbandrauschen zugrunde gelegt wird. Aus der Näherungsgleichung für den AKF-Verlauf

$$\varrho(\tau) = \mathrm{e}^{-\pi b|\tau|} \cos\omega_0\tau \tag{26}$$

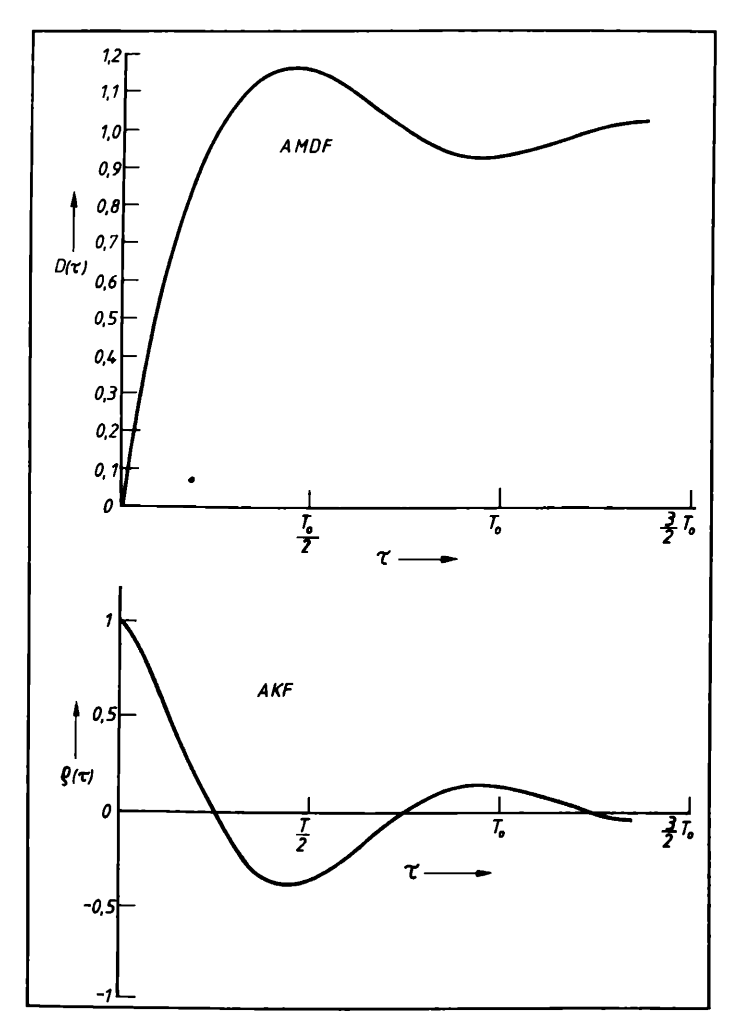


Bild 4. Normierte Autokorrelationsfunktion (AKF) und Average Magnitude Difference Function (AMDF) für Schmalbandrauschen
$b/\omega_0 = 0{,}1$

erhält man für den ASDF-Verlauf:

$$A(\tau) = \sqrt{2}\,\tilde{x}\,\left|\sqrt{1 - e^{-\pi b|\tau|}\cos\omega_0\tau}\right| \tag{27}$$

und für den AMDF-Verlauf:

$$D(\tau) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\,\tilde{x}\,\left|\sqrt{1 - e^{-\pi b|\tau|}\cos\omega_0\tau}\right|\,. \tag{28}$$

Bild 4 zeigt die Verläufe für die AMDF bzw. ASDF und die AKF für das Verhältnis $\frac{b}{\omega_0} = 0{,}1$. Die lokalen Minima der AMDF für Schmalbandrauschen werden außerhalb $\tau = 0$ aufgrund der Abweichungen zum völlig periodischen Verlauf nicht mehr Null, wie für harmonische Signale. Die Differenz der Minima zu Null ist daher ein Maß für den Grad der Periodizität. Für die Grundperiodenbestimmung ist allerdings der absolute Wert des Extremums belanglos, interessant ist allein der Extrempunkt für τ. Aus der ersten Ableitung $\mathrm{d}\varrho(\tau)/\mathrm{d}\tau = 0$ erhält man die für alle Funktionen gleichen Punkte für das Auftreten lokaler Extremwerte:

$$\tau_{\text{extr.}} = n \cdot T_0 - \frac{1}{\omega_0}\arctan\frac{\pi b}{\omega_0}\,.$$

Die auftretenden Extrempunkte liegen also nur für $b = 0$ (harmonisches Signal) genau bei $n \cdot T_0$, ansonsten je nach Größe des Verhältnisses b/ω_0 etwas unterhalb.
Um diesen systematischen Fehler zu vermeiden, müßte man die Nulldurchgänge der AKF bei $\tau = (2k + 1)\,T_0/4$ als Kriterium heranziehen. Damit ist allerdings eine ungewollte Abhängigkeit von der absoluten Amplitude der AKF verbunden, da ein auftretender Gleichanteil und bei einer kurzen Beobachtungszeit auch sehr niederfrequente Signalanteile und starke Amplitudenschwankungen zu einer völligen Verfälschung der Nulldurchgänge führen. Als Kriterien zur Grundperiodenschätzung dienen also bei allen drei Funktionen die periodisch auftretenden Extrempunkte, wobei der systematische Fehler bei unendlichen Beobachtungszeiten gegenüber den Fehlern durch die kurze Beobachtungszeit belanglos wird.
Bezüglich der Algorithmen zur Berechnung der AMDF nach (23) gelten die Betrachtungen des Abschn. 1.: entweder man ermittelt die AMDF nach dem Summationsverfahren (gleitendes Mittel mit Gleichgewichtung der Summanden)

$$D_k(\tau_j) = D_{k-1}(\tau_j) + \frac{|x_n - x_n(\tau_j)| - |x_{n-N} - x_{n-N}(\tau_j)|}{N} \tag{29}$$

oder nach dem Integrationsverfahren (gleitendes Mittel mit experimenteller Gewichtung der Summanden)

$$D_n(\tau_j) = \frac{\tau_m}{\tau_m + T_a}\,D_{n-1}(\tau_j) + \frac{T_a}{\tau_m + T_a}\,|x_n - x_n(\tau_j)|\,. \tag{30}$$

Rechentechnisch benötigt man für letzteres ein Schieberegister für das Abspeichern des Signals $x(t - \tau_j)$, $\tau_j = j\,\Delta\tau$, $j = 1, 2, \ldots, k$, N betragsbildende Subtrahierer sowie N Integrierer nach dem Algorithmus (30). In einem Speicher stehen dann parallel alle $j = 1, \ldots, k$ Werte der AMDF zur Auswertung (Extremwertsuche usw.) zur Verfügung, siehe Bild 5.
Für tiefergehende Information sei auf [8] verwiesen.

4. Effektivwert- und Frequenzmessung mittels Hilbert-Transformation

Über die Hilbert-Transformierte

$$x_H(t) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} x(s)\,\frac{1}{t - s}\,\mathrm{d}s \tag{31}$$

ist mit dem Originalsignal $x(t)$ ein analytisches Signal

$$z(t) = x(t) + j x_H(t) = a(t)\,e^{j\alpha(t)} \tag{32}$$

definierbar, worin

$$a(t) = \sqrt{x^2(t) + x_H^2(t)} \quad \text{die Momentanamplitude} \tag{33}$$

und

$$\alpha(t) = \arctan\frac{x_H(t)}{x(t)} \quad \text{die Momentanphase} \tag{34}$$

sind; aus letzterer sind ableitbar

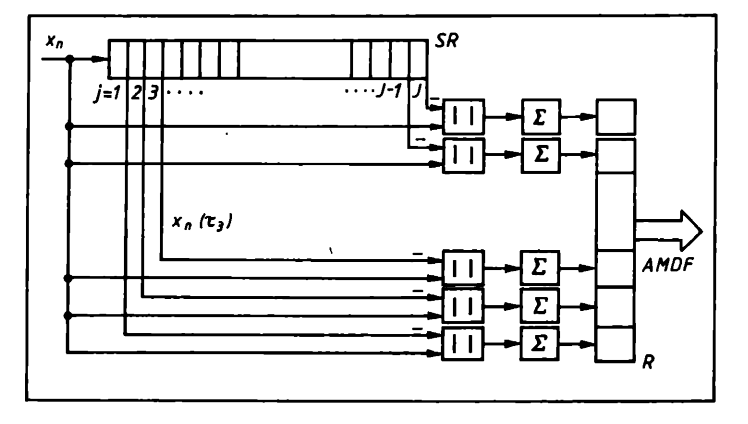
$$\dot{\alpha}(t) = \frac{\mathrm{d}\alpha(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{\dot{x}_H(t)\,x(t) - x_H(t)\,\dot{x}(t)}{x^2(t) + x_H^2(t)} \tag{35}$$

die Momentanfrequenz und in impliziter Darstellung

$$\alpha(t) - \alpha(t - \vartheta) = \arctan\frac{x_H(t)\,x(t - \vartheta) - x_H(t - \vartheta)\,x(t)}{x(t)\,x(t - \vartheta) + x_H(t)\,x_H(t - \vartheta)} = 2\pi \tag{36}$$

die Momentanperiodendauer ϑ.

Bild 5. Struktur zur AMDF-Berechnung
SR Schieberegister, || Differenzbetragsbildner; *Σ* Integrierer, *R* Ergebnisregister; $j = 1, \ldots, J$ SR-Adressen



Gelingt es, die Hilbert-Transformierte hinreichend schnell zu berechnen, so bieten (33), (35) und (36) eine elegante Methode zur Berechnung der Momentankenngrößen Amplitude, Frequenz, Periodendauer ohne Integration bzw. Mittelwertbildung. Wie dies geschehen kann, soll im folgenden gezeigt werden. Unter der Bedingung der einleitend erläuterten Bandbegrenztheit von Schmalbandsignalen ($b < \omega_0$) läßt sich auf dem Umweg über den Bildbereich, in dem die Amplitudendichtespektren von Hilbert-Transformierter und Originalsignal (als Fourier-Transformierte von (31)) gemäß

$$X_H(\omega) = -j \operatorname{sgn} \omega \cdot X(\omega)$$

miteinander in Beziehung stehen, für das Schmalbandsignal

$$x(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t - \alpha(t)) \quad \text{gemäß (1)}$$

die Hilbert-Transformierte

$$x_H(t) = a(t) \cdot \sin(\omega_0 t - \alpha(t))$$

ableiten.

Wegen $\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right) = \sin \alpha$, $\sin\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right) = -\cos \alpha$ kann man für Schmalbandsignale statt (31) die sehr einfachen Transformationsbeziehungen

$$x_H(t) = x\left(t - \frac{\vartheta}{4}\right), \quad x(t) = -x_H\left(t - \frac{\vartheta}{4}\right) \tag{37}$$

einführen; ihre Gültigkeit setzt voraus, daß

$$a\left(t - \frac{\vartheta}{4}\right) \approx a(t), \quad \varphi\left(t - \frac{\vartheta}{4}\right) \approx \varphi(t) \tag{38}$$

sind (was um so genauer stimmt, je schmalbandiger das Signal ist), und daß man die Momentanperiode ϑ kennt. Diese Kenntnis muß man sich offenbar auf iterativem Wege aus (36) und (37) beschaffen, und das möglichst während des laufenden Meßprozesses. Statt (36) kann man auch die Halbperiode gemäß

$$\alpha(t) - \alpha\left(t - \frac{\vartheta}{2}\right) = \arctan \frac{x_H(t)\, x\left(t - \frac{\vartheta}{2}\right) - x(t)\, x_H\left(t - \frac{\vartheta}{2}\right)}{x(t)\, x\left(t - \frac{\vartheta}{2}\right) + x_H(t)\, x_H\left(t - \frac{\vartheta}{2}\right)} = \pi \tag{39}$$

definieren. Weil $\tan \pi = 0$ ist, der Zähler in (39) aber nicht unendlich werden kann, lautet die implizite Bestimmungsgleichung für ϑ (jetzt unter Beachtung von (37))

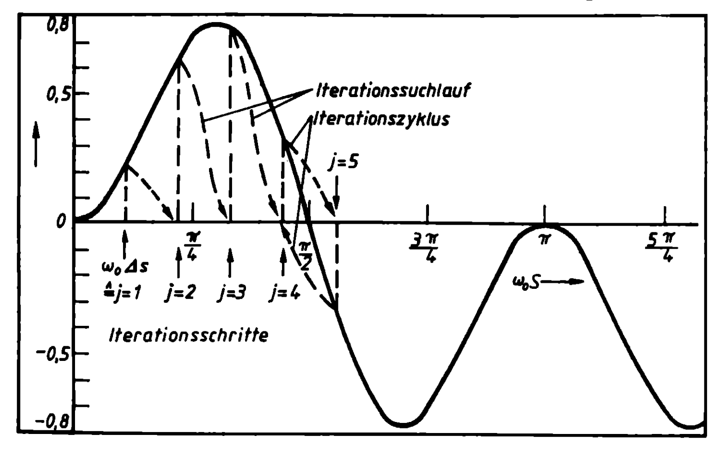
$$\delta(t, \vartheta) = x\left(t - \frac{\vartheta}{4}\right) x\left(t - \frac{\vartheta}{2}\right) - x(t)\, x\left(t - \frac{3\vartheta}{4}\right) \to 0 . \tag{40}$$

Um Konvergenz und Eindeutigkeit einer iterativen Lösung zu klären, soll $\vartheta/4 = s$ als Variable genommen und (1) unter Beachtung von (38) in (40) eingesetzt werden:

$$\delta(t, s) \approx a^2(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot s) \sin(2\omega_0 \cdot s) . \tag{41}$$

Dies ist im Bild 6 dargestellt. Danach ist die Bedingung $\delta(t, s) \to 0$ erstmalig bei $\omega_0 \cdot s = \pi/2$, d. h. $\omega_0 \vartheta = 2\pi$, erfüllt.

Bild 6. Zur Konvergenz der iterativen Periodendauerermittlung



Wenn man den iterativen Suchprozeß also bei einem kleinen $\Delta s > 0$ unterhalb der Lösung $\omega_0 s = \pi/2$ startet, so ist er konvergent und eindeutig.

Die Schrittweite der Lösungsapproximation entspricht aus rechnerpraktischen Gründen dem Abtastintervall T_a; mit den Abtastwerten $x_n = x(t_n) = x(n \cdot T_a)$, $x_{n-k} = x(t_n - s_k) = x(nT_a - kT_a)$ usw. lautet (40)

$$\delta_{n,k} = x_{n-k} \cdot x_{n-2k} - x_n \cdot x_{n-3k} \to 0 , \tag{42}$$

und eine einfache Iterationsvorschrift ist offenbar

$$k =: k + \operatorname{sgn} \delta_{n,k} . \tag{43}$$

Das bedeutet, solange $\delta_{n,k} > 0$ ist, wird k mit jedem Iterationsschritt um 1 erhöht; wenn die Lösung erreicht ist, pendelt k um eine Schrittweite um den Lösungswert, der durch Interpolation dann noch genauer bestimmbar ist.

Offenbar muß dieser Suchlauf nur einmal zu Beginn einer Messung erfolgen; setzt man M ($\approx$ 20 ... 30) Abtastwerte je Signalperiode in Rechnung, so ist dieser Suchlauf (bei $k = 1$ beginnend) nach $M/4$ Schritten abgeschlossen, also innerhalb einer Viertelperiode. In dem als Schieberegister organisierten Speicher stehen alle Meßdaten $x_n, x_{n-1}, x_{n-2}, \dots, x_{n-k}, \dots, x_{n-2k}, \dots, x_{n-3k}, \dots$ sowohl zur iterativen Ermittlung der Periodendauer nach (42) und (43) (Bild 6) als auch zur Berechnung von Momentanamplitude bzw. Effektivwert

$$a(t_n) = a_n = \sqrt{x_n^2 + x_{n-k}^2} \qquad \tilde{x} = a_n / \sqrt{2} \tag{44}$$

und Momentanfrequenz

$$\omega(t_n) = \omega_n = \frac{1}{T_a} \frac{x_{n-k} x_{n-1} - x_n x_{n-k-1}}{x_n^2 + x_{n-k}^2} \tag{45}$$

(als numerische Äquivalente zu (33) und (35)) bereit.

Um es ausdrücklich hervorzuheben: Momentanamplitude (44) und Momentanfrequenz (45) stehen als aktuelle Werte ohne Mittelungs- bzw. Integrationsprozeß zur Verfügung.

Gemäß dem Charakter des Schmalbandprozesses machen sich zufällige Amplituden- und/oder Frequenzänderungen ebenso unmittelbar in (44) und (45) bemerkbar wie systematische Änderungen. Durch nachfolgende Filter lassen sich nunmehr (unabhängig von der aktuellen Größe der Signalperiode) Glättungen von Momentanamplitude oder Momentanfrequenz zum Trennen der zufälligen von den systematischen Signalparameteränderungen vornehmen.

Abschließend sei bemerkt, daß die nach (35) oder (45) berechnete Momentanfrequenz wirklich im Mittel der „Resonanzfrequenz" des Schmalbandsignals entspricht. Die mittels Hilbert-Transformation gemessene Frequenz enthält also keinen von der Bandbreite des Signals abhängigen systematischen Fehler wie im Fall der Nulldurchgangsanalyse oder der AMDF-Analyse.

Zusammenfassung

Unter dem Gesichtspunkt einer schnellen und (rechner-)zeitminimierten Ermittlung der für stochastische Schmalbandsignale charakteristischen Kenngrößen Effektivwert und Frequenz werden einige Verfahren diskutiert. Es zeigt sich, daß an den klassischen Verfahren der Effektivwert- und Frequenzmessung durch Mittelung über eine endliche Zahl von Stichproben außer der Herleitung recheneffektiverer Algorithmen keine wesentlichen Gewinne zu erreichen sind. Das gilt auch für die Korrelationsverfahren, von denen die AMDF eine algorithmisch gesehen günstige Variante ist. Einen vom Grundsatz her echten Zeitgewinn bieten Verfahren, die auf der Basis der Hilbert-Transformation arbeiten. Wesentlich ist, daß sich die spektrale Eigenschaft der Schmalbandsignale dazu ausnutzen läßt, die Hilbert-Transformation durch einfache Zeitverschiebung im Zeitbereich (ohne Umweg über den Bildbereich) schnell auszuführen. Effektivwert und Frequenz lassen sich sodann als sog. Momentanwerte aus dem aktuellen und aus vergangenen Amplitudenwerten entsprechend ihrer theoretischen Definition praktisch ohne Zeitverzögerung als Echtzeitkenngrößen ermitteln.

(Fortsetzung auf S. 169)

O. Fiedler, R. Jaskulke, I. Müller

Anwendungen magnetischer Flüssigkeiten zu Neigungswinkelmessungen

0. Einleitung: Magnetische Flüssigkeiten

Magnetische Flüssigkeiten sind Aqua- oder Organosole mit suspendierten Partikeln aus Ferri- oder Ferromaterialien. Die γ-Fe_2O_3- oder Fe_3O_4-Teilchen haben Kerngrößen von 5 nm bis 20 nm und sind von einer Tensidschicht umgeben, die die Koagulation verhindert. Das Tensid wird je nach Einsatzbedingung und Trägerflüssigkeit ausgewählt, z. B. Fettsäure, Stearinsäure oder Succinimid. Trägerflüssigkeiten sind je nach Anwendungsfall Wasser, Kohlenwasserstoffe, Ester, Petroleum, Vakuumöle oder Schmieröle. Die Brownsche Molekularbewegung sorgt für die Durchmischung und gleichmäßige Verteilung des Feststoffgehaltes in der Flüssigkeit. Die Dichte beträgt etwa 10^{15} bis 10^{18} Teilchen je cm^3.
Magnetische Flüssigkeiten verhalten sich wie inkompressible Newtonsche Flüssigkeiten. Die magnetischen Eigenschaften erklären sich aus dem Orientierungsverhalten der Eisenoxidteilchen im äußeren Magnetfeld. Jedes Teilchen hat ein magnetisches Moment, das sich aus einer Vielzahl gleichgerichteter Bohrscher Magnetonen zusammensetzt. Die Größe eines Weißschen Bezirks wird nicht erreicht. Nach experimentellen Untersuchungen an verschiedenen Proben und Vergleichen mit Ergebnissen der Theorie des Paramagnetismus setzt sich das Gesamtmoment aus etwa 10^4 Bohrschen Magnetonen zusammen [1] und [2]. Bei einem Teilchendurchmesser von 10 nm läßt sich abschätzen, daß jede Gitterzelle mit einem Magneton zum Gesamtmoment beiträgt. Das Gesamtmoment ist so groß, daß die magnetische Suszeptibilität weit über der von bekannten paramagnetischen Substanzen liegt. Andererseits fehlt die für den Ferromagnetismus typische Wechselwirkung und Ausrichtung benachbarter Bezirke, so daß die Suszeptibilität weit unter der von Ferromagnetika liegt. Man spricht deshalb bei den magnetischen Flüssigkeiten vom Superparamagnetismus. Die Tafel kennzeichnet die Stellung magnetischer Flüssigkeiten im Bereich magnetisierbarer Substanzen mit positiver Suszeptibilität. Die nichtlineare Magnetisierungskurve $M = f(H)$ zeigt außerordentlich geringe Hystereseverluste, was auf eine nahezu trägheitsfreie Ausrichtung der Einzelmomente schließen läßt. Damit eigenen sich magnetische Flüssigkeiten als Kernsubstanzen in hochfrequenten Wechselfeldern. Messungen der Frequenzabhängigkeit einer magnetischen Flüssigkeit ergaben z. B. einen konstanten Wert $\mu_r = 2$ für Frequenzen bis 1 MHz, einen Abfall zwischen 1 MHz und 20 MHz auf $\mu_r = 1{,}5$ und einen konstanten Wert $\mu_r = 1{,}5$ bis 100 MHz [3].
In der Literatur gibt es zahlreiche Vorschläge zur Anwendung magnetischer Flüssigkeiten in der industriellen Technik [1] und [3] bis [7]. Die Mehrzahl ist über Laborversuche nicht hinausgekommen. Durchgesetzt haben sich Anwendungen in der Dichtungstechnik (wartungsarme Abdichtungen rotierender Wellen) sowie in der Lagerungs- und Dämpfungstechnik. Im Stadium industrieller Erprobung mit Produktionsüberführung befinden sich magnetische Flüssigkeiten als Tinte für elektronische Drucker und als Trennmedium in der Sekundärrohstoffaufbereitung. Des weiteren werden magnetische Flüssigkeiten zur Visualisierung von magnetischen Bereichen in der Magnetspeichertechnik eingesetzt.
In der Meßtechnik gibt es U-Rohre mit magnetischer Flüssigkeit für Druck-, Strömungs- und Neigungswinkelmessungen [1] und [3]. Die industrielle Nutzung hängt wesentlich von der Langzeitstabilität der Flüssigkeit an atmosphärischer Luft oder bei Überschichtungen mit sog. nichtmischbaren Flüssigkeiten ab. Günstige Bedingungen ergeben sich, wenn die magnetische Flüssigkeit als „Meßflüssigkeit" in einem gegenüber der Umgebungsluft abgeschlossenen Raum bleiben kann, in dem stets der Sättigungsdruck der Trägerflüssigkeit vorhanden ist. Dazu gehört die Entwicklung eines neuen Winkelgebers bzw. Neigungssensors, in dem die magnetische Flüssigkeit als verformbarer Kern eines Transformators Anwendung findet [5] bis [7].

Tafel. Zur Einordnung magnetischer Flüssigkeiten

Substanz	magnetische Suszeptibilität $\varkappa$	Magnetismus
Permalloy	10^5	Ferromagnetismus
Trafoblech	10^4	Ferromagnetismus
Magnetische Flüssigkeit	0,2 ... 2	Superparamagnetismus
Mangan	10^{-3}	Paramagnetismus
Aluminium	$2 \cdot 10^{-5}$	Paramagnetismus
Sauerstoff	10^{-7}	Paramagnetismus

$\varkappa = \mu_r - 1$; μ_r relative Permeabilität

1. Prinzipien der Neigungswinkelmessung

Zur Bestimmung von Neigungswinkeln dienen unterschiedliche Wirk- und Abtastprinzipien. Die technischen Lösungen unterscheiden sich in ihrer Meßempfindlichkeit, in ihrem Meßbereich und in der Meßgenauigkeit.

— *mechanisches Pendel gekoppelt mit Präzisionspotentiometer*
Das Pendel ist gedämpft, seine Winkeländerung wird in eine Widerstandsänderung umgesetzt. Die Meßgenauigkeit beträgt etwa 1 Grad.

— *Dehnmeßstreifen an einer massebehafteten Biegefeder*
Die bei der Durchbiegung entstehende Spannung ist ein Maß für die Neigung. Die Meßgenauigkeit beträgt etwa 1 Grad.

— *dielektrische Flüssigkeit in einem Kondensator*
Die Verschiebung der Flüssigkeit führt zu einer Kapazitätsänderung. In einer Differentialkondensatoranordnung ist die Differenz der Verschiebungsflußdichte ein Maß für den Neigungswinkel. Nach diesem Prinzip arbeiten kapazitive Neigungssensoren der TU Karl-Marx-Stadt. Es wurden Sensoren mit verschiedenen Meßbereichen und Auflösungen entwickelt [8].

— *Schlauchwaagen und U-Rohre*
Der Füllstand, der ein Maß für den Neigungswinkel ist, wird kapazitiv, induktiv, lichtoptisch oder mittels Ultraschall abgetastet. Ein U-Rohr mit magnetischer Flüssigkeit und hochfrequenter induktiver Abtastung des Füllstandes mißt z. B. Neigungswinkel im Bereich von +/—6 Grad mit einer Auflösung von 10^{-3} Grad [1].

Prof. Dr. sc. nat. OTTO FIEDLER wurde bereits auf S. 149 dieses Heftes vorgestellt.

Dr.-Ing. RAINER JASKULKE (34) studierte von 1973 bis 1977 Technische Kybernetik und Automatisierungstechnik an der Sektion Technische Elektronik der WPU Rostock. Von 1977 bis 1978 wissenschaftlicher Mitarbeiter im VEB Wasserversorgung und Abwasserbehandlung Schwerin. Von 1978 bis 1982 Aspirantur an der Sektion Technische Elektronik der WPU Rostock. Seit 1982 zur Abteilung Wissenschaftlicher Gerätebau der Sektion Schiffstechnik dieser Universität gewechselt, dort jetzt stellv. Abteilungsleiter. 1983 Promotion A.

Dipl.-Ing. INGO MÜLLER (25) studierte von 1983 bis 1988 Technische Kybernetik und Automatisierungstechnik an der Sektion Technische Elektronik der WPU Rostock. Dort seither wissenschaftlicher Assistent im WB Allgemeine Elektrotechnik.

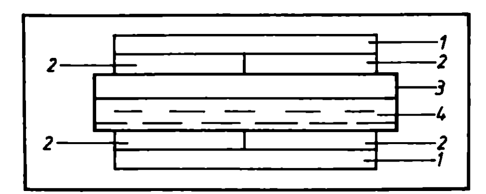


Bild 1. Prinzipieller Aufbau eines Stabsensors
1 Primärspule; *2* Sekundärspule; *3* Flüssigkeitszylinder; *4* Magnetische Flüssigkeit

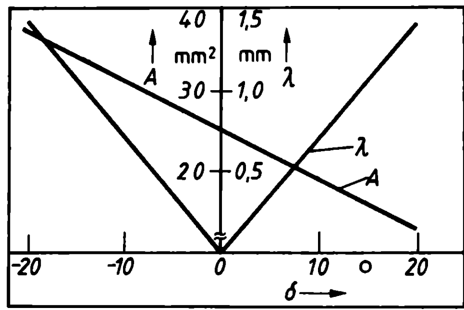


Bild 2. Abhängigkeit der Querschnittsfläche der Magnetflüssigkeit und des Faktors λ vom Neigungswinkel δ

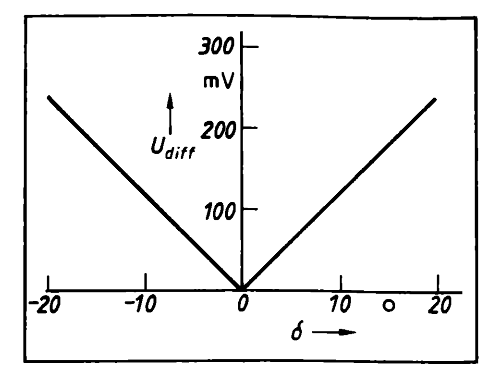


Bild 3. Abhängigkeit der Differenzspannung vom Neigungswinkel

2. Differentialstabtransformator mit magnetischem Flüssigkeitskern als Neigungssensor

Bild 1 zeigt den Aufbau eines Differentialstabtransformators, dessen Hohlzylinder *3* in der Achse zur Hälfte mit magnetischer Flüssigkeit *4* gefüllt ist. Um den Zylinder sind symmetrisch zur Mitte zwei Meßspulen *2* mit jeweils gleicher Windungszahl gewickelt und gegenphasig geschaltet, so daß der Ausgang eine Differenzspannung liefert. Über den Meßspulen befindet sich die Erregerspule *1*, die mit 10 kHz Wechselstrom gespeist wird. Das magnetische Wechselfeld durchsetzt beide Meßspulen. Wird der Sensor um seine Achse geneigt, fließt magnetische Flüssigkeit in den tieferliegenden Bereich, so daß in den Meßspulen unterschiedliche Flußdichten entstehen. Die Differenzspannung ist dem Neigungswinkel proportional. Sie berechnet sich aus den geometrischen und elektromagnetischen Größen des Sensors [6]

$$U_{diff} = a \cdot \sqrt{L_1} \cdot (\sqrt{L_{2a}} - \sqrt{L_{2b}}) \cdot \Omega \cdot I_1 \cdot \cos \Omega t \,. \qquad (1)$$

Mit dem Neigungswinkel ändern sich die Induktivitäten der Meßspulen (L_{2a} und L_{2b}), während die Induktivität der Erregerspule L_1 in guter Näherung konstant bleibt. Aus (1) wird

$$U_{diff} = a \cdot \mu_0 \cdot \Omega \cdot I_1 \cdot w_1 \cdot w_2 \cdot \eta \cdot \lambda(\delta) \cdot \cos \Omega t \qquad (2)$$

mit

$$\eta = \sqrt{\frac{1}{l_{Fl} l_2}\left(A_1 + \frac{\pi r^2}{2}(\mu_r - 1)\right)} \,,$$

$$\lambda = \sqrt{A_2 + A(\mu_r - 1)} - \sqrt{A_2 + (\pi r^2 - A)(\mu_r - 1)} \,,$$

$$A = r^2 \left[\arctan (z/r \tan \delta) - (z/r)\sqrt{1 - (z/r)^2 \tan^2 \delta} \tan \delta\right]. \qquad (3)$$

δ Neigungswinkel; a Koppelfaktor; Ω Erregerkreisfrequenz; I_1 Erregerstrom; l_{Fl} Länge des Flüssigkeitskernes; w_1, w_2 Windungszahlen der Primär- bzw. Sekundärspulen; μ_0 Induktionskonstante; μ_r relative Permeabilität der Flüssigkeit; r Radius des Flüssigkeitskernes; A_1, A_2 mittlerer Querschnitt der mehrlagig gewickelten Spulen; A Querschnitt der magnetischen Flüssigkeit am Ort z; z Abstand der Mitte der Sekundärspulen vom Zentrum des Sensors; l_1 Länge der Primärspule; l_2 Länge der Sekundärspulen; $z_1 = l_1/2$.

Die Winkelfunktionen $A(\delta)$, $\lambda(\delta)$ und $U_{diff}(\delta)$ sind nichtlinear. Bei einem Verhältnis $z/r = 1$ bis $z/r = 2$ kann jedoch $A(\delta)$ über einen Winkelbereich, der durch die Gleichung $\tan \delta = r/z_1$ gekennzeichnet ist, als linear angenähert werden. Der auftretende Linearitätsfehler ist $< 1\,\%$. Die Bilder 2 und 3 zeigen typische Kennlinien für $A(\delta)$, $\lambda(\delta)$ und $U_{diff}(\delta)$ mit linearer Näherung im Bereich von $-\delta_{max}$ bis $+\delta_{max}$. Der Nullpunkt der Differenzspannung ergibt sich aus dem Phasensprung um 180 Grad, der mit einem phasenempfindlichen Gleichrichter ausgewertet werden kann.

Der Nullpunkt kann durch unterschiedliche Windungszahlen der Meßspulen verschoben werden, so daß von $-\delta_{max}$ bis $+\delta_{max}$ eine stetige Funktion entsteht. Die Differenzspannung errechnet sich dann nach folgendem Ausdruck [7]:

$$U_{diff} = a \cdot \mu_0 \cdot \Omega \cdot I_1 \cdot w_1 \cdot \eta \left[w_{2a}\sqrt{A_2 + A(\mu_r - 1)} - w_{2b}\sqrt{A_2 + (\pi r^2 - A)(\mu_r - 1)}\right] \cos \Omega t \,. \qquad (4)$$

w_{2a}, w_{2b} Windungszahlen der Meßspulen a und b

Dem Nullpunkt wird eine Referenzspannung zugeordnet, die zur Erkennung des Vorzeichens des Winkels dient.

2.1. Temperaturabhängigkeit

Da die Induktivitäten der Primärspule und der Sekundärspulen temperaturabhängig sind, ändert sich nach (1) die Differenzspannung mit der Temperatur. Bei Speisung des Sensors mit konstantem Wechselstrom und konstanter Oszillatorfrequenz sind folgende Abhängigkeiten zu berücksichtigen [7]:

— Querschnittsfläche der magnetischen Flüssigkeit in den Spulen:

$$A = A(20\ °C)(1 + \beta\, \Delta T) \qquad (5)$$

β Ausdehnungskoeffizient der Trägerflüssigkeit

— relative Permeabilität der magnetischen Flüssigkeit

$$\mu_r = 1 + \frac{N m_0^2 \mu_0}{3kT} \qquad (6)$$

N Teilchendichte; m_0 magnetisches Moment je Teilchen; k Boltzmannkonstante; T absolute Temperatur
(Die Ausrichtung der magnetischen Dipole im äußeren Feld wird durch die thermische Bewegung behindert.)

— Induktivität der Erregerspule:

$$L_1 = \mu_0 \frac{w_1^2}{l_{Fl}} (A_1 + A(\mu_r - 1)) \qquad (7)$$

— Induktivitäten der Meßspulen:

$$L_{2a} = \mu_0 \frac{w_{2a}^2}{l_2} (A_2 + A(\mu_r - 1)) \qquad (8)$$

$$L_{2b} = \mu_0 \frac{w_{2b}^2}{l_2} (A_2 + (\pi r^2 - A)(\mu_r - 1)) \,. \qquad (9)$$

Berechnet man nach diesen Beziehungen die Temperaturabhängigkeit für einen Neigungssensor mit magnetischer Flüssigkeit auf Octanbasis, so ergibt sich in Übereinstimmung mit dem Experiment, daß die Meßspulenempfindlichkeit mit der Temperatur abnimmt, und zwar bei einer Temperaturerhöhung von 0 °C auf 40 °C um 8 %. Diese Abnahme läßt sich mit Hilfe einer temperaturabhängigen Verstärkerschaltung kompensieren. Bei einer Sensorausführung mit Nullpunktverschiebung (unterschiedliche Windungszahlen der Meßspulen) dient eine temperaturabhängige Referenzspannungsquelle zur Kompensation der aus der Temperaturänderung resultierenden Nullpunktverschiebung. Der an der oberen Meßbereichsgrenze verbleibende maximale Fehler beträgt 3 % bei 40 °C.

2.2. Dynamisches Verhalten

Die Trägheit der magnetischen Flüssigkeit verursacht eine zeitliche Verzögerung der Meßspannung bei Änderung der Sensorneigung. Das dynamische Verhalten kann durch ein Schwingungsglied beschrieben werden. Bild 4 zeigt die Sprungantwort eines Sensors (Meßbereich +/—20 Grad) mit magnetischer Flüssigkeit auf Octanbasis (Kurve *1* bei +20 °C und Kurve *2* bei —10 °C). Das Einschwingen erfolgt mit unterschiedlicher Dämpfung. Die höhere Viskosität der Flüssigkeit bei —10 °C hat einen größeren Dämpfungs-

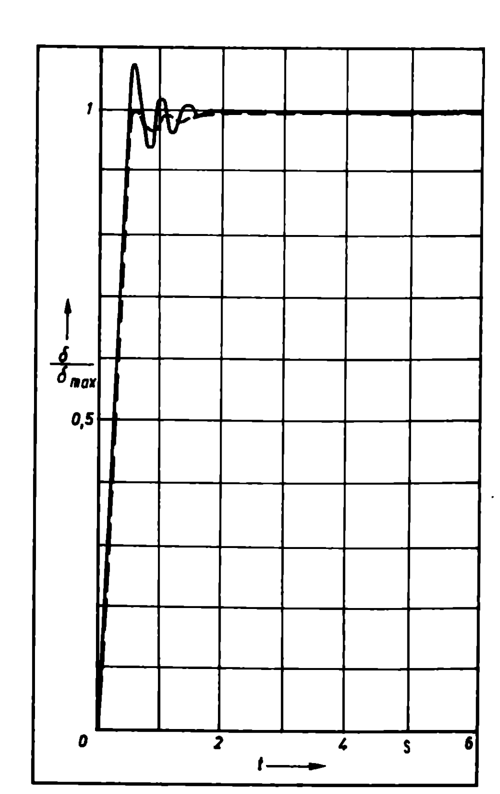


Bild 4. Dynamisches Verhalten
——— ϑ = 20 °C; ----- ϑ = —10 °C

Bild 5. Blockschaltbild NM 20 A
OSZ Oszillator; *NS* Neigungssensor; *BP* Bandpaß; *ADU* Analog-Digital-Umsetzer; *GR* Gleichrichter; *LCD* Flüssigkristallanzeige

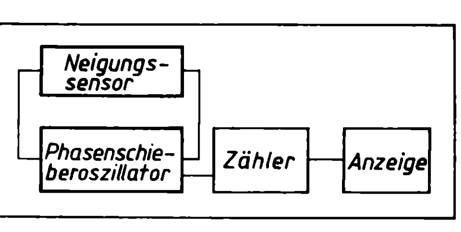


Bild 7. Blockschaltbild NM 20 F

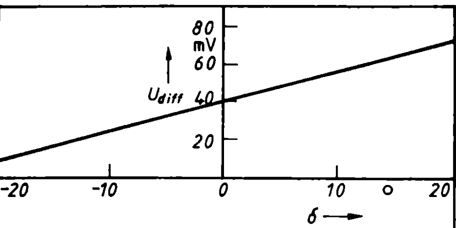


Bild 6. Abhängigkeit der Differenzspannung vom Neigungswinkel eines Sensors mit Nullpunktverschiebung

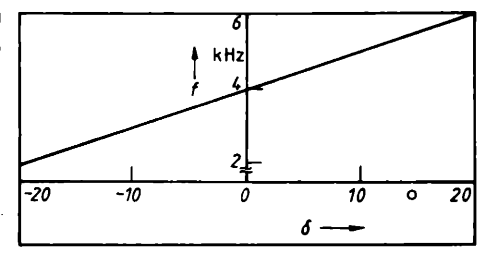


Bild 8. Abhängigkeit der Frequenz vom Neigungswinkel

faktor zur Folge. Die Eigenfrequenz beträgt etwa 5 Hz. Die Einschwingzeit beträgt rund 1 s, d. h., nach dieser Zeit hat der Meßwert 98% seines Endwertes erreicht. Das dynamische Verhalten wird primär durch die Länge des Flüssigkeitskernes und durch die verwendete Magnetflüssigkeit bestimmt.
Das Dämpfungsverhalten kann durch die Wahl einer magnetischen Flüssigkeit mit anderer Trägerviskosität oder durch elektronische Dämpfungsmaßnahmen dem Anwendungsfall angepaßt werden.

3. Neigungswinkelmeßgerät mit einem amplitudenanalogen Meßverfahren

Bild 5 zeigt das Blockschaltbild eines Neigungswinkelmeßgerätes, das nach einem amplitudenanalogen Meßverfahren arbeitet. Es arbeitet netzunabhängig und besteht aus Baugruppen zur Speisung des Sensors, zur Signalgewinnung und zur Anzeige des Meßwertes. Bild 6 zeigt die Kennlinie des Sensors (unterschiedliche Windungszahlen der Meßspulen).
Der Oszillator speist den Sensor mit einem konstanten Wechselstrom mit einer Frequenz von etwa 10 kHz. Das vom Sensor gelieferte Wechselspannungssignal gelangt über einen Bandpaß auf einen Präzisionsgleichrichter. Ein nachfolgender Verstärker dient dazu, ein Gleichspannungssignal von +/—2 V zu erzeugen. Als Analog-Digital-Wandler wurde ein CMOS-ADU C 7136 D eingesetzt. Er hat einen Leistungsbedarf von <1 mW und gestattet den Anschluß einer $3^1/_2$-stelligen Flüssigkeitskristallanzeige.
Die Stromversorgung erfolgt aus einer Batteriespannung 7,5 V (5× R6).
Der Meßbereich beträgt +/—20 Grad bei einer Auflösung von 0,1 Grad.

4. Neigungswinkelmeßgerät mit einem frequenzanalogen Meßverfahren

Bild 7 zeigt das Blockschaltbild eines netzunabhängigen Neigungswinkelmessers, der nach einem frequenzanalogen Meßverfahren arbeitet, d. h., die Frequenz ist ein Maß für den Neigungswinkel. Das Meßgerät hat einen Meßbereich von +/—20 Grad bei einer Auflösung von 0,1 Grad.
Es besteht aus den Baugruppen Spannungs-Frequenz-Wandler, Frequenzzähler und Anzeige. Die Änderung der Amplitude der Sensorspannung in Abhängigkeit vom Neigungswinkel wird für die Steuerung der Frequenz eines Phasenschiebergenerators genutzt.

Bild 8 zeigt die Abhängigkeit der Frequenz vom Neigungswinkel. Durch eine spezielle Frequenzzählerschaltung wird diese Frequenz gezählt, in die entsprechende Winkelinformation kodiert und über ein LCD zur Anzeige gebracht.
Die Stromversorgung erfolgt ebenfalls mit fünf R6-Zellen.

5. Schlußbemerkung

Der Neigungssensor mit magnetischer Flüssigkeit ist als gesonderte Baugruppe leicht herstellbar und montierbar. Das Differentialtransformatorprinzip und der niederohmige Ausgang machen ihn unempfindlich gegen elektromagnetische Störfelder. Die erreichbaren Meßbereichsendwerte und die Genauigkeit hängen von der Bauform ab und sind veränderbar. Der Vorteil der frequenzanalogen Signalaufbereitung liegt in der günstigeren Weiterverarbeitung des Meßergebnisses (z. B. Druckeranschluß). Die Sensorelektronik von beiden Meßgeräten arbeitet leistungsarm und netzunabhängig.

Zusammenfassung

Der Neigungswinkel wird mit einem Differentialtransformator gemessen, dessen Kern ein zur Hälfte mit magnetischer Flüssigkeit gefüllter Hohlzylinder ist. Seine Neigung führt in den Meßspulen zu unterschiedlichen Flußdichten, so daß eine Differenzspannung entsteht, die ein Maß für den Neigungswinkel ist. Die elektronische Auswertung erfolgt nach einem amplitudenanalogen oder frequenzanalogen Meßverfahren. Die als Beispiele beschriebenen Meßgeräte haben Meßbereiche von —20° bis +20° bei einer Winkelauflösung von 0,1° und einem Linearitätsfehler von kleiner als 1%. Ohne Dämpfungsmaßnahmen beträgt die Einschwingzeit etwa 1 s.

Literatur

[1] Jaskulke, R.: Beitrag zur Anwendung von magnetischen Flüssigkeiten. Dissertation A. WPU Rostock 1983.
[2] Fiedler, O.: Eigenschaften magnetischer Flüssigkeiten. Elektrie, Berlin 30 (1980) 3, S. 131—134.
[3] Fiedler, O.; Jaskulke, R.: Druck-, Strömungs- und Neigungsmesser mit Hilfe magnetischer Flüssigkeiten. msr, Berlin 26 (1983) 3, S. 129 bis 131.
[4] Kurfess, J.; Müller, H. K.; Haas, W.: Magnetische Flüssigkeiten und ihre Anwendung in der Dichtungstechnik. Antriebstechnik 27 (1988) 2, S. 49—52.
[5] Fiedler, O.; Jaskulke, R.; Beuster, H.: Elektronischer Neigungsmesser. DDR-Patent DD 243341.
[6] Beuster, H.: Neigungsmesser mit magnetischen Flüssigkeiten. Diplomarbeit, WPU Rostock 1986.
[7] Müller, I.: Neigungsmessung mit magnetischen Flüssigkeiten. Diplomarbeit, WPU Rostock 1988.
[8] Seidel, H.-H.: Mikrocomputerkompatibles kapazitives Sensorsystem. Dissertation A, TH Karl-Marx-Stadt 1986.

msr 9017

W.-D. Heinitz

Entwurf und Simulation von Digitalfiltern

0. Einleitung

Mit den allgemein bekannten und anerkannten Vorteilen der digitalen Signalverarbeitung stieg sehr schnell das Interesse an den Theorien und Methoden, die die Synthese geeigneter diskreter Systeme ermöglichen. Von besonderem Interesse sind dabei Prinzipien, die auf der Grundlage der Theorien kontinuierlicher Systeme basieren.

Zum Entwurf und zur Untersuchung von einfachen Strukturen für die Filterung hydroakustischer Meßwerte wurde das Programmpaket REFI entworfen. Es ist für viele Zwecke universell nutzbar; so ist z. B. der Einsatz im studentischen Praktikum vorgesehen. Dieser Beitrag beschreibt den grundsätzlichen Aufbau und die Arbeitsweise.

Das Programm arbeitet dialogorientiert und gestattet den einfachen Entwurf von rekursiven Digitalfiltern der 1. kanonischen Form aus der laplacetransformierten Übertragungsfunktion $H(p)$ eines analogen Filters. Bei der praktischen Realisierung von Digitalfiltern ergeben sich durch die amplituden- und zeitdiskrete Verarbeitung Probleme. Deshalb dient der größte Anteil des Programmpakets der Bestimmung der Filtereigenschaften und deren Dokumentation.

Es können der Amplituden- und Phasengang des Digitalfilters durch Transformation in den Laplace-Bereich sowie durch Simulation des Filterverhaltens bestimmt werden.

Des weiteren ist es möglich, das Filterverhalten im Zeitbereich zu bestimmen, d. h., für verschiedene Eingangssignalformen kann das Filterausgangssignal durch Simulation bestimmt werden.

Im Bild 1 sind die wichtigsten Elemente des Softwarepakets dargestellt.

In der Literatur sind Verfahren angegeben, die es ermöglichen, den Filtergrad N und die Koeffizienten zu bestimmen [1] und [3]. Im allgemeinen wird von einem vorgegebenen Toleranzschema ausgegangen. Je nach gewünschtem Verhalten im Durchlaß- und Sperrbereich erfolgt dann die Bestimmung des Filtergrades N und die Berechnung oder Approximation der geeigneten Filterkoeffizienten. Zur Vereinfachung des Filterentwurfes lassen sich viele Toleranzschemata, z. B. Hochpaß, symmetrischer Bandpaß oder Bandsperre, durch eine einfache Transformation in einen Normtiefpaß mit der Grenzfrequenz $f_0 = 1$ überführen [4] und [8]. Weit verbreitet ist auch der Entwurf mit Hilfe von Filterkatalogen, die ebenfalls für solche genormten Tiefpässe (TP) existieren. In den meisten Fällen wird zur Beschreibung des Systemverhaltens im

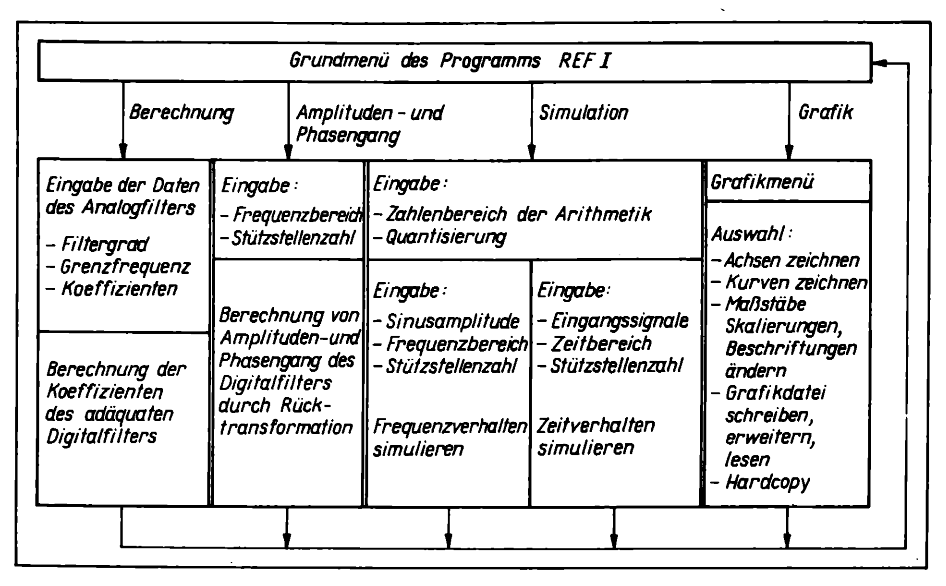


Bild 1. Grundstruktur des Programmpakets REFI

1. Rekursive Digitalfilter

Es gibt prinzipiell zwei verschiedene Möglichkeiten, digitale Filter zu realisieren: rekursive und nichtrekursive Strukturen. Bei den rekursiven Digitalfiltern berechnet sich das Ausgangssignal sowohl aus dem Eingangssignal als auch aus den vorherigen Werten des Ausgangssignals (siehe Bild 2). Bei den nichtrekursiven Strukturen wird das Filterausgangssignal ausschließlich aus dem Eingangssignal berechnet. Der Vorteil der nichtrekursiven Filter liegt vor allem in der garantierten Stabilität sowie in einem linearen Phasengang. Die rekursiven Filter haben dagegen den Vorteil, daß sie ein gewünschtes spektrales Filterverhalten mit einem wesentlich geringeren Filtergrad N realisieren können. Nachteilig sind besonders die Neigung zur Instabilität (Grenzzyklen) und der nichtlineare Phasengang.

1.1. Zum Entwurf rekursiver Digitalfilter

Eine häufig praktizierte Methode des Entwurfs von Digitalfiltern ist die Herleitung aus einem analogen Referenzfilter. Im Bereich der kontinuierlichen Systeme existiert ein reiches Instrumentarium zum Entwurf von analogen Filterstrukturen.

Frequenzbereich die laplacetransformierte Übertragungsfunktion $H(p)$ genutzt, z. B. in der Polynomform:

$$H(p) = \frac{B_0 + B_1p^1 + B_2p^2 + ... + B_Np^N}{A_0 + A_1p^1 + A_2p^2 + ... + A_Np^N}, \tag{1}$$

$$p = j\omega \quad \text{mit:} \quad \omega = f/f_0. \tag{2}$$

Sind Filtergrad N und die Filterkoeffizienten $A_0 ... A_N$, $B_0 ... B_N$ des analogen Filters bestimmt, bedarf es der Transformation in ein adäquates Digitalfilter.

Zur Behandlung der zeitdiskreten Vorgänge in einem Digitalfilter bedient man sich der z-Transformation. Das Systemverhalten wird durch die Übertragungsfunktion $H(z)$ beschrieben:

$$H(z) = \frac{D_0 + D_1z^1 + D_2z^2 + ... + D_Nz^N}{C_0 + C_1z^1 + C_2z^2 + ... + C_Nz^N}, \tag{3}$$

$$z = e^{pT} \quad \text{mit der Abtastperiode:} \quad T = 1/f_A. \tag{4}$$

Dabei ist f_A die Abtastfrequenz des Digitalfilters. Der Übergang $H(p) \to H(z)$ kann auf verschiedene Art und Weise erfolgen. Eine der gebräuchlichsten Methoden ist die bilineare Transformation, z. B. in folgender Form [4]:

$$p = l\frac{z-1}{z+1} \quad \text{mit:} \; l = \cot\left(\frac{\pi f_0}{f_A}\right). \tag{5}$$

Die Frequenz f_0 ist hierbei die nicht normierte Grenz- bzw. Resonanzfrequenz des analogen Filters. Die nichtlineare Frequenzver-

Dipl.-Ing. Wolf-Dieter Heinitz (37) studierte von 1973 bis 1977 an der Sektion Technische Elektronik der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock. Von 1977 bis 1981 wissenschaftlicher Assistent im WB Mikrorechentechnik. Seit 1981 Forschungsingenieur im WB Informationstechnik auf dem Gebiet der digitalen Signalverarbeitung in hydroakustischen Anlagen.

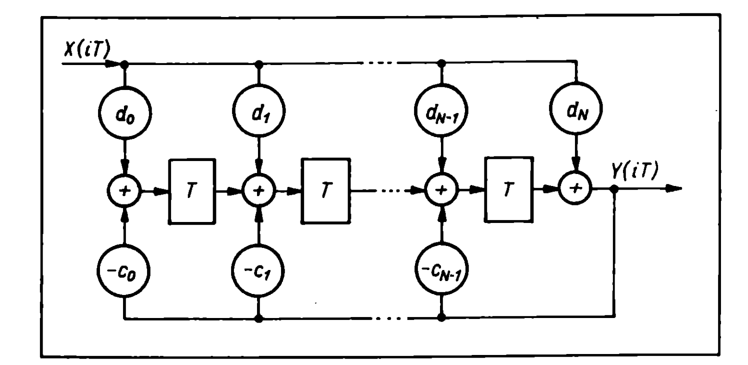


Bild 2. Rekursives Filter N-ter Ordnung

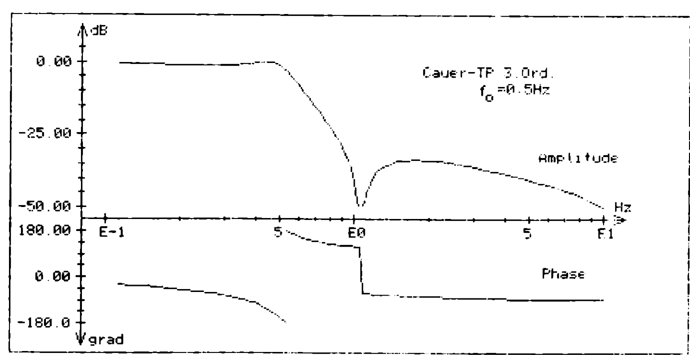


Bild 3. Berechneter Amplituden- und Phasengang

zerrung l bildet das kontinuierliche Spektrum in den Bereich bis $f_A/2$ ab. Diese Form der Transformation sichert, daß der Amplitudengang des Digitalfilters ähnlich dem des analogen Filters ist. Der Phasengang kann sich im allgemeinen wesentlich stärker unterscheiden [2] und [4].

In der Literatur werden die Umrechnungen der Koeffizienten für Filter 1. und 2. Ordnung angegeben [4] und [5]. Filter höherer Ordnung werden aus Teilfiltern kaskadiert. Diese für aktive Filter notwendige Verfahrensweise ist für Digitalfilter aber nicht unbedingt nötig. Zur Bestimmung der Koeffizienten wurde ein Algorithmus entworfen, der die direkte Umrechnung von Filtern beliebiger Ordnung gestattet.

Die Nennerkoeffizienten $C_0 \dots C_N$ von $H(z)$ werden wie folgt bestimmt:

$$C_i = \sum_{j=0}^{N} (M_{i,j} l^j A_j) . \tag{6}$$

Die Zählerkoeffizienten werden in gleicher Weise ermittelt:

$$D_i = \sum_{j=0}^{N} (M_{i,j} l^j B_j) . \tag{7}$$

Die Faktoren $M_{i,j}$ sind Elemente aus einer zweidimensionalen Matrix. Die Matrix kann entsprechend dem Filtergrad rekursiv berechnet werden. Die Ausgangsmatrix für $n = 1$ hat folgendes Aussehen:

	$i = 0$	$i = 1$
$j = 0$	1	1
$j = 1$	−1	1

Die Matrixelemente $M_{i,j}(n)$ $(0 < i, j < n - 1)$ des Rekursionsschrittes n werden aus den Elementen der vorherigen Matrix $M_{i,j}(n - 1)$ bestimmt:

$$M_{i,j}(n) = M_{i,j}(n - 1) + M_{i+1,j}(n - 1) . \tag{8}$$

Für die Elemente der neuen Spalte $i = n$ gilt:

$$M_{n,j}(n) = 1 . \tag{9}$$

Die Elemente der letzten Zeile ($j = n$) ergeben sich aus den Elementen der ersten Zeile ($j = 0$) in folgender Form:

$$M_{i,n}(n) = (-1)^{(i+n)} M_{i,0}(n) . \tag{10}$$

Für ein Filter 3. Ordnung hat die Matrix dann folgendes Aussehen:

	$i = 0$ ⟶			$i = 3$
$j = 0$	1	3	3	1
│	−1	−1	1	1
↓	1	−1	−1	1
$j = 3$	−1	3	−3	1

Die ermittelte Übertragungsfunktion $H(z)$ wird durch den Nennerkoeffizienten C_N dividiert. Die so bestimmten Koeffizienten von $H(z)$ entsprechen direkt den Multiplikatoren ($d_0 \dots d_N$; $c_0 \dots c_{N-1}$) der rekursiven Filterstruktur im Bild 2. An einem Cauer-TP soll der Entwurf demonstriert werden. Folgende spektrale Eigenschaften sollen realisiert werden:

- maximale Durchlaßdämpfung $A_D = 1{,}25$ dB
- minimale Sperrdämpfung $A_S = 33$ dB
- Durchlaßgrenzfrequenz $f_D = 0{,}5$ Hz
- Sperrgrenzfrequenz $f_S = 0{,}95$ Hz.

Beim analogen Filterentwurf ergibt sich ein TP 3. Ordnung mit folgender normierter Übertragungsfunktion:

$$H(p) = \frac{1 + 0{,}2190p^2}{1 + 2{,}4028p + 1{,}829p^2 + 2{,}0486p^3} . \tag{11}$$

Für eine Abtastfrequenz $f_A = 30$ Hz bestimmt das Programm REFI daraus folgende diskrete Übertragungsfunktion eines adäquaten Digitalfilters:

$$H(z) = \frac{0{,}005402 - 0{,}005135z - 0{,}005135z^2 + 0{,}005402z^3}{-0{,}910736 + 2{,}809468z - 2{,}898197z^2 + z^3} . \tag{12}$$

1.2. Berechnung des Amplituden- und Phasenganges

Zur Bestimmung der spektralen Eigenschaften des Digitalfilters ist es möglich, die Übertragungsfunktion $A(z)$ in den Laplace-Bereich zurück zu transformieren und daraus den komplexen Frequenzgang zu bestimmen:

$$z = e^{pT} = \cos = (2\pi f/f_A) + j \sin (2\pi f/f_A) . \tag{13}$$

Diese Rücktransformation ist entgegen der bilinearen Transformation eine exakte Abbildung. Durch die Aufspaltung in Real- und Imaginäranteil lassen sich der Amplituden- und Phasengang berechnen, sie sind mit der Abtastfrequenz periodisch. Für ein Filter beliebiger Ordnung ergeben sich aus (2), (3) und (13) folgende allgemeingültige Beziehungen:

— für den Betrag der Amplitude

$$|A| = \sqrt{\frac{(a1)^2 + (a2)^2}{(a3)^2 + (a4)^2}} \tag{14}$$

— für die Phase

$$\Phi = \arctan (a2/a1) - \arctan (a4/a3) \tag{15}$$

mit:

$$a1 = D_0 + \sum_{i=1}^{N} (D_i \cos (i\, 2\pi f/f_A)) \tag{16}$$

$$a2 = \sum_{i=1}^{N} (D_i \sin (i\, 2\pi f/f_A)) \tag{17}$$

$$a3 = C_0 + \sum_{i=1}^{N} (C_i \cos (i\, 2\pi f/f_A)) \tag{18}$$

$$a4 = \sum_{i=1}^{N} (C_i \sin (i\, 2\pi f/f_A)) . \tag{19}$$

Für den in Abschn. 1.1. entworfenen digitalen Cauer-TP wurden der Amplituden- und Phasengang berechnet, s. Bild 3. Es zeigt sich, daß die geforderten spektralen Eigenschaften erreicht werden. Der Phasensprung um 360° bei etwa 0,5 Hz resultiert aus der Beschränkung auf die Hauptwerte der Winkelfunktionen.

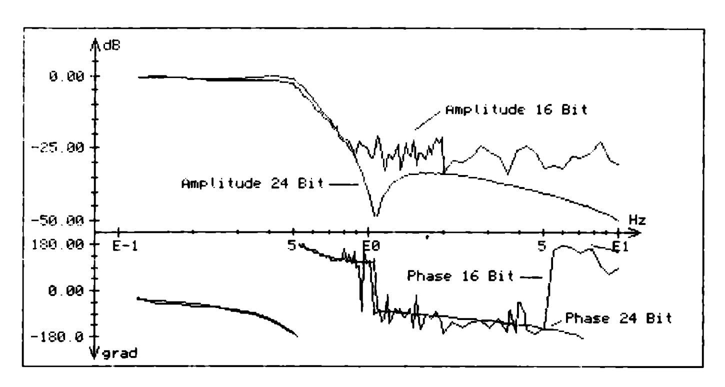


Bild 4. Durch Simulation bestimmter Amplituden- und Phasengang

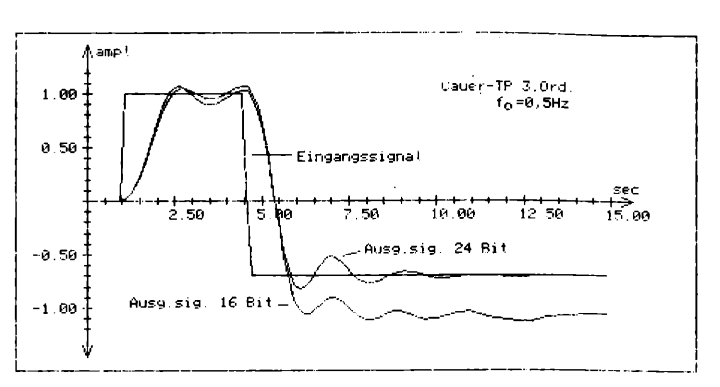


Bild 5. Simuliertes Zeitverhalten

2. Simulation von Digitalfiltern

Zur Minimierung des Aufwandes und der Rechenzeit werden Digitalfilter meist in Festkommaarithmetik realisiert. Damit ergeben sich Beschränkungen für den Zahlenbereich der Arithmetik. Innerhalb des Zahlenbereiches sind alle Werte entsprechend der Bitzahl der Arithmetik quantisiert. Die Quantisierung der Koeffizienten und der Signale ist zwingend notwendig. Eine Überschreitung des Zahlenbereiches durch Signalwerte sollte möglichst vermieden werden. Kann dieser Fall nicht grundsätzlich ausgeschlossen werden, ist für die Systemstabilität das Verhalten der Filterarithmetik bei Überlauf von besonderer Bedeutung. Vor allem die Rundung der Filterkoeffizienten entsprechend dieser Quantisierung kann eine Veränderung der gewünschten Filtercharakteristik bewirken.

Durch die Amplitudenquantisierung kann es bei rekursiven Filtern zu periodischen Schwingungen (Grenzzyklen) kommen. Eine Simulation der realen Verhältnisse dient der Kontrolle des Verhaltens und der Eigenschaften des entworfenen Digitalfilters. Für eine reale Simulation werden folgende Werte benötigt:

— Zahlenbereich der Arithmetik
— Bitzahl der Quantisierung.

Bei der Simulation erfolgt eine Rundung aller auftretenden Rechengrößen (Filterkoeffizienten, Eingangssignale, Zwischenwerte und Ausgangssignale) auf die nächste Quantisierungsstufe.

Bei den hier beschriebenen Simulationsprogrammen wird eine Filterarithmetik mit Sättigungscharakteristik verwendet. Bei Überschreitungen des Zahlenbereiches werden die Werte auf den positiven bzw. den negativen Maximalwert begrenzt.

Es ist auch möglich, die Eigenschaften von Transversalfilterstrukturen ($C_0 \dots C_{N-1} = 0$) beliebiger Ordnung durch Simulation zu bestimmen.

2.1. Simulation des Amplituden- und Phasenganges

In einem interessierenden Frequenzbereich können für eine gewünschte Anzahl von diskreten Frequenzen die Amplituden- und Phasenverhältnisse durch Simulation bestimmt werden. Es wird jeweils ein Sinus-Testsignal der entsprechenden Frequenz generiert und als Filtereingangssignal verwendet. Über den Filteralgorithmus wird das Ausgangssignal Schritt für Schritt berechnet. Durch Vergleich von Ausgangs- und Eingangssignal des Filters werden Amplituden- und Phasengang ermittelt.

Der Betrag des Amplitudenverhältnisses wird aus dem Verhältnis der Effektivwerte bestimmt. Es kann nicht davon ausgegangen werden, daß das Filterausgangssignal grundsätzlich mittelwertfrei ist. Mittelwert und Effektivwert des Filterausgangssignals ergeben sich aus den diskreten Werten y_I:

$$y_{\mathrm{MW}} = \frac{1}{n} \sum y_I ; \qquad y_{\mathrm{EFF}} = \sqrt{\frac{\sum (y_I)^2}{n} - (y_{\mathrm{MW}})^2} . \tag{20}$$

Die Schrittanzahl n wird so gewählt, daß die Simulation über mindestens eine oder mehrere Perioden der Frequenz f erfolgt und eine bestimmte Mindestschrittanzahl nicht unterschritten wird.

Die Phasendifferenz wird jeweils in der Nähe des letzten Maximums bzw. Minimums des Ausgangssignals durch Vergleich mit der aktuellen, bekannten Eingangsphase ermittelt. Zur exakten Bestimmung des Phasenwinkels erfolgt nach einem Wechsel des Anstiegs die Bestimmung der aktuellen Phasendifferenz Φ_D zum Maximum bzw. zum Minimum in folgender Form:

$$\Phi_D = \arctan \left(\frac{\cos (aw) - y_A/y_L}{\sin (aw)} \right) . \tag{21}$$

Abtastwinkel $aw = 2\pi f/f_A$; aktueller Abtastwert y_A; vorheriger Abtastwert y_L

Da zu Beginn der Simulation sowohl Eingangssignal als auch alle internen Filterwerte Null sind, wird vor der Bestimmung von Amplitude und Phase das Einschwingen des Filters abgewartet.

Im Bild 4 ist das durch Simulation ermittelte spektrale Verhalten des Filters dargestellt. Der Wertebereich der Arithmetik war auf +/− 4,0 eingestellt.

Bei der 24-bit-Quantisierung ergeben sich ein Amplituden- und Phasengang, die im wesentlichen mit denen im Bild 3 übereinstimmen. Die schon stark verfälschte Filtercharakteristik bei einer 16-bit-Auflösung ist im konkreten Fall auf die große Differenz zwischen Grenz- und Abtastfrequenz zurückzuführen.

2.2. Simulation des Zeitverhaltens

Diese Art der Simulation dient zur Kontrolle des Filterverhaltens im Zeitbereich. In einem interessierenden Zeitbereich läßt sich ein Filtereingangssignal definieren. Über eine festzulegende Anzahl von Punkten wird die Reaktion des Filterausgangssignals durch Simulation ermittelt.

Folgende vier prinzipielle Eingangssignalformen sind z. Zt. im Programm implementiert:

* Trapezförmiger Impuls (Anfangs-, Dach- und Endwert; Anfangs- und Endzeitpunkt der Vorder- und Rückflanke)
* Sinussignal (Amplitude und Frequenz)
* Additive Verknüpfung von Impuls und Sinussignal
* Multiplikative Verknüpfung von Impuls und Sinussignal.

Durch wiederholte Einstellung der Eingangssignale und Fortsetzung der Simulation können z. B. auch Impulsfolgen realisiert werden.

Im Bild 5 sind ein gewähltes Eingangssignal und die daraus bestimmte Filterreaktion abgebildet. Die Simulation erfolgte mit den gleichen Einstellungen wie im Abschn. 2.1.

Bei der 16-bit-Quantisierung ist deutlich das Fehlverhalten des Tiefpasses gegenüber Gleichsignalen zu erkennen.

Zusammenfassung

Im Beitrag wurden in dem Programm REFI implementierte Verfahren vorgestellt, die einen schnellen Entwurf und die Testung einfacher rekursiver Digitalfilter ermöglichen. Das Quellprogramm (55 Kbyte) ist in TURBO-PASCAL V 3.0 unter SCP 1.5 erstellt worden. Durch eine Erweiterung des BC K8924 mit einer Grafikkarte (512 × 256 Pixel [7]) kann eine anschauliche Darstellung erfolgen. Für die Darstellung der Kurvenverläufe (Bilder 3 bis 5) wurde das separate flexible Softwarepaket DIAGRAF entworfen und in das Programm REFI einbezogen.

An einem einfachen Beispiel wurde die prinzipielle Leistungsfähigkeit veranschaulicht.

Die Programme REFI und DIAGRAF können nachgenutzt werden.

(Fortsetzung auf S. 169)

T. Gitzke, A. Röhl

Shadingkorrektur bei CCD-Bildaufnehmern

0. Einleitung

Der Qualitätsverbesserung von Videobildern widmen verschiedene Einrichtungen im In- und Ausland große Aufmerksamkeit. Bilder, die mit Minimalvarianten von CCD-Zeilen- oder CCD-Matrixkameras aufgenommen wurden, weisen verschiedene Fehler auf.
Es sind Zeilen-, Spalten- und Pixelausfälle zu registrieren, die Lichtempfindlichkeit der einzelnen Pixel ist nicht gleich. Das örtliche Auflösungsvermögen von CCD-Kameras sinkt zu den Bildfeldbegrenzungen hin.
Mehrere Veröffentlichungen belegen, daß an Problemen wie der Erhöhung der Auflösung in den Subpixelbereich und der Aperturkorrektur gearbeitet wurde bzw. wird [1] und [2]. Es wird jedoch stets darauf verwiesen, daß vor den genannten Korrekturen und Verbesserungen die Hellsignaldifferenz der Pixel auszugleichen ist.
Hellsignaldifferenzen (Shading), d. h. Unterschiede in der Pixelausgangsspannung bei homogener Beleuchtung, können durch folgende Ursachen hervorgerufen werden:

1. Unterschiede in der Leuchtdichteverteilung des Raumes
2. Einflüsse durch Abbildungsfehler (natürliche Vignettierung)
3. unterschiedliche Pixelempfindlichkeiten.

Der Beitrag soll Methode, Untersuchungsergebnisse und Realisierung der Shadingkorrektur erläutern.

1. Versuchsaufbau

Zur Untersuchung des Aussteuerverhaltens der CCD-Bauelemente wurde ein Aufbau nach Bild 1 verwendet [5].
Die eingesetzte Zeilenkamera EZK 4 ist eine Entwicklung der Sektion Technische Elektronik der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock, WB Allgemeine Elektrotechnik [3]. An die Kamera sind lediglich die Betriebsspannungen anzulegen. Es wird ein Ausgangssignal geliefert, das Synchronanteile und den analogen Aussteuerwert enthält. Das Blockschaltbild ist im Bild 2 dargestellt.
Die Kamera ist über eine Koaxialleitung mit einem K1520-Rechner verbunden, der durch zusätzliche Baugruppen ergänzt wurde. Das Kamerasignal wird mit diesem Rechner aufbereitet und einem 6-bit-Video-AD-Umsetzer zugeführt. Der digitalisierte Wert wird in einen 2-Tor-Speicher eingeschrieben.
Auf dem K1520-Rechner können verschiedene Vorverarbeitungen der Pixelwerte realisiert werden.
Der K1520 ist über eine RS-232-C-Schnittstelle mit einem PC verbunden, mit dem die Meßwertanalyse und die Simulation der Shadingkorrektur erfolgt.
Zur Einstellung verschiedener Beleuchtungsstärken bei Temperaturstrahlern wurden folgende Varianten in Betracht gezogen:

1. Schmalbandiger Strahlungsbereich und Änderung des Lampenstroms, Messung der Beleuchtungsstärke in der Zeilenebene mit einem geeigneten Luxmeter
2. Verwendung von breitbandigem Licht, Einsatz von 2 Polarisationsfiltern, Einstellung verschiedener Beleuchtungsstärken in der Zeilenebene durch Verdrehen der Polarisationsebenen um den Winkel Φ. Die Intensität I in der Zeilenebene folgt der maximalen Intensität I_{max} gemäß $I = I_{max} \cos^2 \Phi$.
3. Verändern des Abstandes Lichtquelle — Kamera Voraussetzung hierfür ist die Homogenität der Leuchtdichte.
4. Einsatz von Graukeilen
5. Einsatz von Leuchtdioden als Lichtquelle wegen der hohen Linearität zwischen Diodenstrom und abgestrahltem Licht.

Unter Berücksichtigung aller Bedingungen wurden die Varianten 1. und 2. gewählt.
In beiden Fällen werden IR-Sperrfilter eingesetzt.
Bei Verwendung breitbandiger Strahlung ist die Abtrennung des IR-Anteils notwendig, um die maximal mögliche Auflösung der Zeile nicht einzuschränken, während der IR-Filter bei Verwendung des Metallinterferenzfilters bei Variante 1. nur zu Vergleichszwecken notwendig ist.

2. Korrekturalgorithmus

Bei den durchgeführten Untersuchungen wurde von folgendem Modell ausgegangen: Die Ausgangsspannung der CCD-Zeile müßte sich theoretisch zu

$$U_a = K_{10} \cdot E_0 \qquad (1)$$

ergeben. Bei praktischer Überprüfung dieser Beziehung findet man in ausreichender Näherung

$$U_a(n) = K_1(n) \cdot E_0 + K_0(n) \,. \qquad (2)$$

n Pixelnummer; $K_1(n)$ Empfindlichkeit; E_0 Beleuchtungsstärke in der Zeilenebene; $K_0(n)$ Offsetfehler

Zur Normierung der Ausgangsspannungen (Shadingkorrektur) sind folgende Schritte notwendig:

1. Ermittlung von $U_a(n)$ bei $E_0 = 0$

$U_a(n) = K_{0F}(n)$

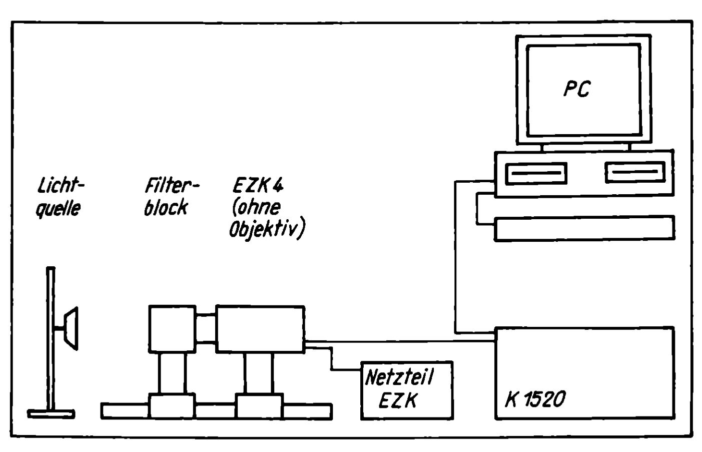
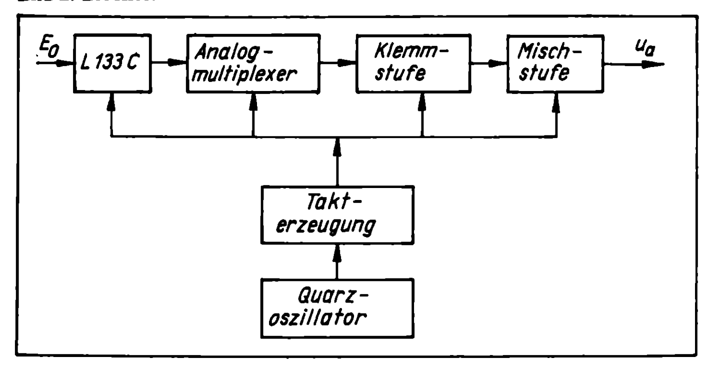


Bild 1. Versuchsaufbau

Bild 2. Blockschaltbild EZK 4



Dipl.-Ing. Torsten Gitzke (28) studierte von 1981 bis 1986 an der Sektion Technische Elektronik der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock. Seit 1986 Forschungsstudent im Wissenschaftsbereich Allgemeine Elektrotechnik der gleichen Sektion.

Dr.-Ing. Axel Röhl (31) studierte von 1975 bis 1979 Automatisierungstechnik und technische Kybernetik an der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock. Von 1979 bis 1985 dort wissenschaftlicher Assistent an der Sektion Technische Elektronik. Seit 1985 Forschungsingenieur im VEB Fischfang Rostock. 1987 Promotion A.

2. Ermittlung der Hellwerte bei einer bestimmten Beleuchtungsstärke

$$U_a(n) = K_1(n) \cdot E_0 + K_0(n)$$

3. Ermittlung der typischen Aussteuerung K_{10}
4. Ermittlung der Korrekturfaktoren

$$K_k(n) = K_{10}/K_1(n)$$

5. Korrektur der Ausgangsspannungen.

Somit kommt folgender Korrekturalgorithmus zur Anwendung:

$$U_{ak}(n) = (U_a(n) - K_{0F}(n)) \cdot K_k(n) . \quad (4)$$

Erste Ergebnisse dieser Korrektur konnten nicht befriedigen. Es zeigte sich, daß bei wiederholtem Auslesen unter augenscheinlich gleichen äußeren Bedingungen die Ausgangswerte um etwa 1 LSB (least significant bit) schwankten.
Dieser Effekt wird durch Rauschprozesse verursacht.
Nach [4] sind die wichtigsten signifikanten Rauschanteile eines CCD-Bauelements:

Rauschquelle	effektive Anzahl von Rauschladungen
Photonenrauschen	maximal etwa 780
Transportrauschen	<680
Dunkelstromrauschen	270 (Integrationszeit 2 ms; $T = 21$ °C)
Resetrauschen	vernachlässigbar

Folgende Signalladungen sind mit der AD-Umsetzung auflösbar (maximale Signalladungsanzahl etwa $6 \cdot 10^5$):

	6 bit	8 bit	12 bit
Ladungen je 1 LSB	9400	2400	150

Somit dürften die CCD-Rauschquellen kein nachweisbares Rauschen in der gegebenen Konfiguration hervorrufen.
Das auftretende Rauschen soll nun als Digitalisierungsrauschen behandelt werden.
Für die Auflösung gemessener Spannungen gilt:

$$\Delta U_a = 1 \text{ LSB}; \quad \Delta K = K_0(n) - K_{0F}(n) = 1 \text{ LSB} .$$

Als korrigierte Ausgangsspannung ergibt sich

$$U_{ak}(n) = (U_a(n) + \Delta U_a + \Delta K) \cdot (K_k(n) + \Delta K_k) = U_{ar} + U_{af}$$

mit der korrekt korrigierten Ausgangsspannung

$$U_{ar} = U_a(n) \cdot K_k(n)$$

und dem Fehleranteil

$$U_{af} = (\Delta U_a + \Delta K) \cdot K_k(n) + U_a(n) \cdot \Delta K_k + (\Delta U_a + \Delta K) \cdot \Delta K_k .$$

Für die einzelnen Fehleranteile gelten:

$$\Delta U_a + \Delta K = 2 \text{ LSB} ,$$

$$\Delta K_k = \frac{K_{10}}{K_1(n)^2} \cdot \Delta K_1 \approx \frac{\Delta K_1}{K_1(n)} , \qquad K_{10} \approx K_1(n) ,$$

$$\Delta K_1 \ll K_1(n) , \quad \Delta K_k \to 0 .$$

Somit ergibt sich ein Verfahrensfehler

$$U_{af} = 2 \cdot \Delta K \cdot K_k(n) \approx 2 \text{ LSB} ,$$

da die Pixelunterschiede gering sein werden ($K_k(n) \approx 1$).
Bezogen auf die Vollaussteuerung ergibt sich somit ein Fehler von 3% (6-bit-ADU) bzw. 0,8% (8-bit-ADU).
Bei Anwendung der Shadingkorrektur empfiehlt es sich demnach, einen höherauflösenden AD-Umsetzer zu nutzen und die Ausgangswerte über mehrere Auslesezyklen zu mitteln bzw. eine Tiefpaßfilterung des Bildinhaltes durchzuführen.
Im Bild 3 wird ein Beispiel für den Ausgleich der unterschiedlichen Pixelempfindlichkeit gezeigt.
Dabei ist zu beachten, daß der Amplitudenwert 255 dem Dunkelwert entspricht.

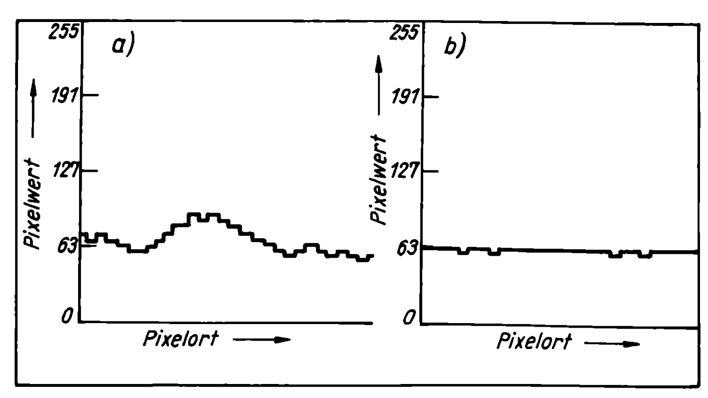


Bild 3. Beispiel für Shadingkorrektur
(Zeilenausschnitt, gemittelte Werte)
a) Grauwertverlauf vor Korrektur; b) Grauwertverlauf nach Korrektur

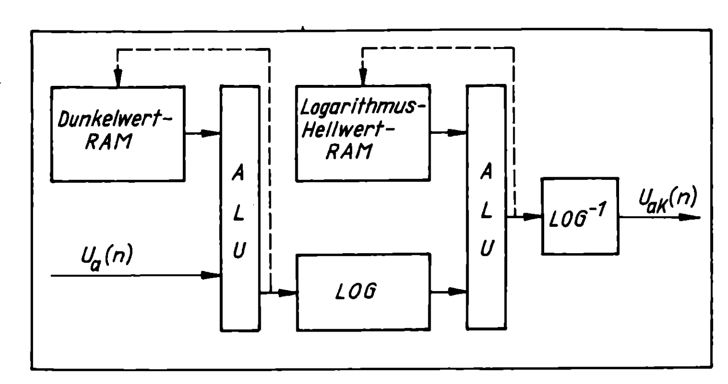


Bild 4. Digitale Shadingkorrektur

3. Entwicklungsstand und Weiterentwicklung

An der Sektion Technische Elektronik wurden erste Baugruppen mit dem Ziel entwickelt, die Shadingkorrektur in Videoechtzeit für Zeilen und Matrizen durchzuführen.
Beim Einsatz der CCD-Bauelemente in digitalen On-line-Bildverarbeitungssystemen und unter Berücksichtigung der Bauelementesituation (keine Analogwertspeicher, Video-Multiplexer u. ä.) ist es sinnvoll, auf den Einsatz hybrider (analoge und digitale Bauelemente) und digitaler Korrekturschaltungen zu orientieren.
In einer ersten Variante für Zeilenkameras mit bis zu 2048 Pixeln wurde eine Hybridbaugruppe für den K 1520 geschaffen. Nachdem in einer Eichphase pixelweise Hell- und Dunkelwerte abgespeichert wurden, dienen diese Werte in der Korrekturphase der pixelweisen Nachführung der Referenzspannungen des Grauwert-AD-Umsetzers über einen DA-Umsetzer. Dieses Prinzip kann auch zur Hintergrundausblendung/Bildsubtraktion genutzt werden. Die Anwendung von Filteralgorithmen ist ebenfalls möglich. Der 2. Schritt sieht die Realisierung einer digitalen Korrekturschaltung vor.
Das Ziel besteht in der Entwicklung einer flexiblen Hardware, die in Videoechtzeit eine Pixelkorrektur für Flächensensoren ermöglichen soll.
Die Ergebnisse gehen in die Entwicklung eines Bilderkennungssystems einer neuen Generation des VEB Studiotechnik Berlin ein.
Bild 4 zeigt das Blockschaltbild.
Neben der Shadingkorrektur kann die Baugruppe Bilddifferenzen, Bildmittelwerte u. ä. berechnen. Der Kern der Baugruppe ist eine arithmetisch/logische Einheit (ALU), über die eingehende Daten mit abgespeicherten digitalen Hell- und Dunkelwerten (oder Hintergrundwerten, Teilsummen o. ä.) verknüpft werden.
Da nur eine additive Verknüpfung möglich ist, muß die multiplikative Korrektur auf eine logarithmische Addition mit Delogarithmierung der Summe zurückgeführt werden.
Zeitkritisch wirkt hier vor allem die Zugriffszeit der Korrekturwertspeicher. Deren Geschwindigkeit muß u. U. durch Verschachtelung mehrerer Speicherbänke angepaßt werden.
Die Steuerung der Baugruppe erfolgt über eine spezielle Schaltung,

in die bei Bedarf ein Einchipmikrorechner (EMR, z. B. U 8840) einbezogen werden kann.
Eine vergleichbare Lösung wurde in [6] beschrieben.
Angestrebt wird der Einsatz der digitalen Korrekturbaugruppe in Flächensensorsystemen mit 512×512 Pixeln bei 8 bit Grauwertauflösung und 10 MPixel/s Durchsatzrate.
Für Off-line-Untersuchungen bzw. für die Analyse von Bildfolgen mit maximal 1 ... 2 Bilder/s steht eine Konfiguration mit EMR UB 8820, 6-bit-ADU, Vollbildspeicher und Video-DA-Umsetzer als abgesetztes Kamerainterface zur Verfügung. Für die Arbeit mit dem Kamerainterface wurde ein TINY-PASCAL-Crosscompiler geschaffen.
Das Kamerainterface kann über eine RS-232-C-Schnittstelle an einen geeigneten Rechner gekoppelt werden.
In Verbindung mit einem portablen PC ergibt sich somit ein einfaches visuelles Inspektionssystem.
Für komplexere Auswerteaufgaben ist der Anschluß eines EC 1834 vorgesehen.

Literatur

[1] Christoph, R.; Reinsch, A.: Untersuchungen zu einem Verfahren zur Präzisionslageerkennung optisch wirksamer Strukturen mit Hilfe einer mikrorechnergekoppelten CCD-Zeile. Dissertation A, FSU Jena 1985.

[2] Kolesnik, V.; Ihlefeld, J. u. a.: Die Aperturkorrektur von CCD-Abtastern. Bild und Ton 40 (1987) 1, S. 10—12.

[3] Gitzke, T.: Einzeilenkameraköpfe EZK 3/4. Diplomarbeit, Wilhelm-Pieck-Universität Rostock, Sektion Technische Elektronik, 1986.

[4] Tschernyschov, M.; Freyer, R.: Einige Möglichkeiten zur Reduzierung des Rauschens von CCD-Bildsensoren. Bild und Ton 39 (1986) 11, S. 325—330.

[5] Schulz, K.-P.; Röhl, A.: Zwei-Zeilenkamerasystem ZZK 2. Technische Dokumentation zum A4-Forschungsbericht „Merkmalserkennung". Wilhelm-Pieck-Universität Rostock, Sektion Technische Elektronik, 1985.

[6] Bratge, M.; Kettwig, G.: Rechnerinterface zur Eingabe und Korrektur von Sensordaten. MP, Berlin 2 (1988) 6, S. 172—173.

msr 9010

W. Fredrich, S. Bohlke, M. Weise

Rechnergestützte Fehlerdiagnose an elektronischen Baugruppen

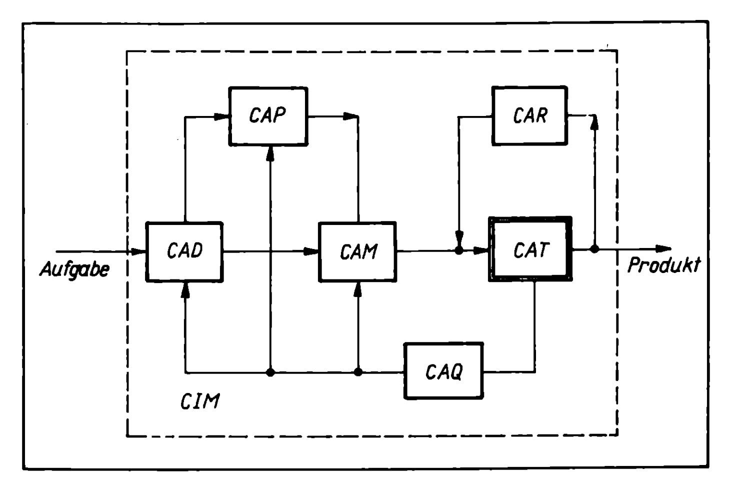
0. Einleitung

Die technische Diagnostik tritt als Spezialgebiet des Maschinen- und Elektroingenieurwesens und als wesentlicher Bestandteil der Qualitätssicherung immer mehr in den Mittelpunkt des Interesses, zumal sie in steigendem Maße mit dem hohen Entwicklungstempo von Wissenschaft und Technik konfrontiert wird.
Es ist allgemein bekannt, daß die Aufwendungen für die Prüfung und Diagnose elektronischer Einrichtungen einen erheblichen Teil der Gesamtfertigungskosten ausmachen. Der Einsatz hochintegrierter, mikroelektronischer Bauelemente führt einerseits zu einer steigenden Komplexität elektronischer Erzeugnisse, er ermöglicht aber andererseits auf dem Gebiet der Prüftechnologie neue effektive Lösungen. Die Entwicklung kostengünstiger, zuverlässiger und zeitsparender Prüfverfahren mit automatischer Fehlererkennung und -lokalisierung spielt daher eine bedeutende Rolle in betrieblichen Rationalisierungsprozessen.
Allgemein betrachtet haben die Aufgaben auf dem Gebiet der technischen Diagnostik eine erhebliche ökonomische Komponente hinsichtlich der vorbeugenden Instandhaltung, der Qualitätssicherung und der Zuverlässigkeitserhöhung des gesamten Reproduktionsprozesses. Das bedeutet, daß die Diagnoseergebnisse eine Regelgröße darstellen, die einerseits Ansatzpunkte für die Einhaltung der Produktqualität durch eine entsprechende Fehlererkennung, -lokalisierung und -beseitigung am produzierten Erzeugnis liefert, andererseits Schwachpunkte im gesamten Reproduktionsprozeß einschließlich konstruktiver und technologischer Vorbereitung, technologischer Ausrüstungen, Produktionsorganisation, Arbeitskräftequalifizierung u. a. aufdeckt. Das Einzelprodukt und seine Herstellungskosten wirken als Informationsquelle über den Effektivitäts- und Qualitätsgrad eines Reproduktionsprozesses und liefern entsprechende Ansätze für dessen Optimierung. In diesem Zusammenhang spielen die rechnergestützte Informationserfassung, -verarbeitung und -auswertung und die Rückwirkung auf vorgelagerte Prozesse eine entscheidende Rolle. Das heißt, die Ergebnisse der rechnergestützten Diagnose (CAT) wirken auf den Reparaturprozeß (CAR), aber auch in entscheidendem Maße über die rechnergestützte Qualitätssicherung (CAQ) auf den konstruktiven (CAD), technologievorbereitenden und produktionsdurchführenden Prozeß (CAM) und Produktionsplanungsprozeß (CAP) ein und bilden den zentralen Punkt für eine computerintegrierte Fertigung (CIM) (Bild 1).
Eine philosophische Weiterführung dieser Gedanken läßt erkennen, daß der Prüf- und Diagnoseprozeß auch in allen anderen gesellschaftlichen und Naturbereichen die zentralen Regelgrößen liefert.

1. Diagnose als Erkennungsproblem

Die Erkennung des Zustandes einer elektronischen Baugruppe (system under test, SUT) ist als Problem der Objekterkennung oder als Identifikationsproblem aufzufassen. Wesentlich für ein Er-

Bild 1. Zentrale Rolle von CAT in CIM



Doz. Dr. sc. techn. Wolfgang Fredrich (50) studierte von 1959 bis 1965 Hochfrequenztechnik und Elektroakustik an der TH Ilmenau. Dort 1969 Promotion A. Von 1969 bis 1974 im VEB Rechenelektronik Zella-Mehlis und von 1975 bis 1982 wieder an der TH Ilmenau tätig. 1981 Promotion B. Seit 1982 an der Sektion Technische Elektronik der WPU Rostock, dort Hochschuldozent.

Dipl.-Ing. Sieglinde Bohlke (27) studierte von 1981 bis 1986 Technische Kybernetik und Automatisierungstechnik an der WPU Rostock. Seit 1986 wissenschaftlicher Mitarbeiter im VEB Schiffselektronik „J. Warnke" Rostock.

Dipl.-Ing. Matthias Weise (28) war von 1977 bis 1982 im VEB Schiffselektronik Rostock tätig. Studierte von 1982 bis 1987 Technische Kybernetik und Automatisierungstechnik an der WPU Rostock. Seither dort an der Sektion Technische Elektronik wissenschaftlicher Assistent.

kennungssystem ist die Bezugnahme auf gespeicherte Muster und die Verknüpfung von Objektaussagen, die zu einer Entscheidung bezüglich des Zustandes des Prüfobjektes führt. Die Grundlage für eine solche Entscheidung ist ein aus Prüflingsinformationen (Meßwerte, Symptome, Objektsignale) gewonnener Merkmalsvektor. Damit läßt sich für ein solches Diagnoseproblem das im Bild 2 dargestellte, allgemeingültige Erkennungsmodell nach [1] anwenden. Dieses Modell enthält zwei grundlegende Transformationsglieder:

1. den Analysator (auch Merkmalsfilter genannt), der ggf. das Prüfobjekt (Objektraum) aktiviert und dieses mit seinen charakteristischen Signalen (Meßwerten) in den Merkmalsraum transformiert und durch Bewertung dieser Meßwerte einen Merkmalsvektor $x^{(j)}$ erzeugt,
2. den Klassifikator, der auf der Grundlage des vorliegenden Merkmalsvektors und eines gespeicherten Ursache—Wirkungsmodells (prüflingsspezifische Daten, Referenzwissen) eine Entscheidung über den Prüflingszustand fällt und das Prüfobjekt einer Zustandsklasse in einem Entscheidungsraum zuordnet.

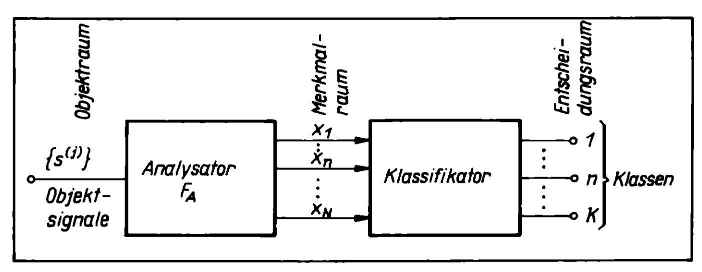


Bild 2. Grundmodell der Erkennung [1]

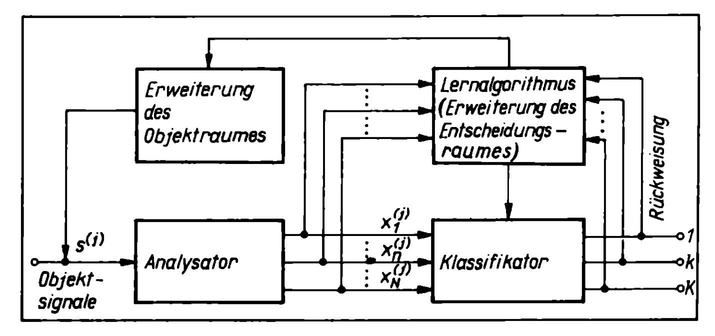


Bild 3. Lernfähiges Erkennungsmodell

Die Objektsignale $s^{(j)}$ werden also von dem Analysator mit der Transformationsfunktion F_A (Berechnungs- oder Bewertungsfunktion) in zahlenmäßige Größen

$$x^{(j)} = F_A(s^{(j)})$$

transformiert, die als Vektoren aufzufassen sind und die für das jeweilige Prüfobjekt charakteristisch sind. Jede Komponente des Merkmalsvektors soll einen maximalen Informationsgewinn für die Diagnose liefern. Komponenten, die keinen oder nur einen geringen Beitrag zur Diagnose leisten, sind überflüssig. In diesem Zusammenhang spielen Verfahren zur Merkmalsselektion eine wichtige Rolle. Die Entscheidung des Klassifikators reicht von einer einfachen Gut-/Schlechtaussage über eine konkrete Lokalisierung eines Fehlers bis hin zur Ableitung von Regelgrößen für den Reproduktionsprozeß gemäß Bild 1.

Im Falle eines unvollständigen Ursache-Wirkungs-Modells (unscharfes Modell) ist nur eine Orientierung auf Fehlerklassen möglich [2], während bei einem scharfen Modell eine exakte Lokalisierung eines Fehlers möglich ist. Der Übergang von einem unscharfen zu einem scharfen Modell ist durch eine Rückkopplung des Klassifikators bzw. des Analysators auf den Objektraum oder durch eine Präzisierung der Entscheidungsfunktion bzw. der Analysatorfunktion denkbar. In diesem Zusammenhang spielen Lernverfahren eine wesentliche Rolle. Bild 3 zeigt dazu das Grundmodell eines solchen lernfähigen Erkennungsmodells.

Das für eine Diagnose erforderliche Referenzwissen kann durch eine analytische Beschreibung des Prüfobjektes ständig rechnergestützt generiert werden. Es kann aber auch nach einer Analyse katalogähnlich vorliegen. In dieser Prüflingsbeschreibung steckt ein erheblicher zeitlicher und rechentechnischer Aufwand, der aber im Interesse einer hohen Diagnosegüte erforderlich ist. Nur bei genauer Kenntnis und Beschreibung des Prüfobjektes ist eine Fehlerlokalisierung mit einer entsprechenden Güte möglich.

Die Bedeutung dieser Verallgemeinerung des Diagnoseproblems liegt darin, daß jeder Prüfprozeß mit der Zielstellung einer Fehlerdiagnose in einen analytischen und einen Klassifizierungsteil untergliedert werden kann. Durch diese Untergliederung wird der Prüfprozeß übersichtlicher, und gleichzeitig sind neue Prüfstrategien ableitbar.

Bei analytischen Verfahren ermöglicht der gebildete Merkmalsvektor ohne eine aufwendige Klassifizierung eine unmittelbare Aussage über die möglichen Fehlerursachen. Sie erfordern also einen erheblichen Aufwand für den Analysatorteil, während bei Klassifizierungsverfahren aus den Komponenten des Merkmalsvektors durch einen u. U. aufwendigen Entscheidungsprozeß eine Diagnose möglich wird.

Eine Diagnose kann auch in der Weise erfolgen, daß nach Vorliegen eines Merkmals der Klassifikator eine Entscheidung dahingehend fällt, welches neue Merkmal zu ermitteln ist, um in dieser Form baumstrukturartig die Entscheidung zu präzisieren. In diesem Fall stehen Analysator und Klassifikator in ständiger Wechselwirkung.

Der bekannte In-Circuit-Test (genauer in-circuit-component-testing) stellt in diesem Sinne ein analytisches Verfahren dar, da die einzelnen Schaltungskomponenten (Bauelemente) hinsichtlich ihres wahren Wertes (bei R, L und C) oder hinsichtlich ihrer Einzelfunktion (Transistor, Schaltkreis) meßtechnisch erfaßt werden, so daß als Bestandteile des Merkmalsvektors die Ist-Werte der Schaltungskomponenten erscheinen, die im Klassifikator mit den Sollwerten zu vergleichen sind. Daraus leiten sich entsprechende Entscheidungen für den Reparatur- bzw. Herstellungsprozeß ab.

Die in der Literatur dem In-Circuit-Test gegenübergestellte Funktionsprüfung erfaßt funktionelle Parameter der Gesamtfunktion einer elektronischen Baugruppe als Ergebnis des Zusammenwirkens der Einzelfunktionen, bewertet diese als Aufgabe des Analysators und leitet durch Verknüpfung dieser als Merkmalsvektor vorliegenden Parameter im Klassifizierungsschritt entsprechende Entscheidungen ab. Da der In-Circuit-Test dieses funktionelle Zusammenwirken nicht erfassen kann, ist der Funktionstest unentbehrlich.

2. Mehrrechnerprüfsysteme zur Prüfung mikroelektronischer Baugruppen

Im folgenden soll ein Mehrrechnerprüfsystem zur funktionellen Prüfung und zur Fehlerlokalisierung an mikroelektronischen, busorientierten Baugruppen vorgestellt werden. Die Zielstellung des Testsystems besteht in der Erkennung funktioneller Fehler und in einer bauelementebezogenen Fehlerlokalisierung. Voraussetzung ist eine entsprechende Aufbereitung des Prüfobjektes in folgenden Teilschritten:

1. Liste der galvanischen Verbindungen
2. Funktionsliste mit Angabe von Bedingungen zur Realisierung funktioneller Aufgaben der Bauelemente
3. Prüfschrittabellen mit notwendigen Stimulierungen zur Prüfung von Bauelementefunktionen
4. Klassifizierungstabellen mit Angabe derjenigen Bauelemente, die von einem Prüfschritt betroffen werden.

Bei nicht den Sollwerten entsprechenden Prüfergebnissen werden damit zunächst diejenigen Bauelemente identifiziert, die die mögliche Fehlerursache darstellen können. Durch Verknüpfung von mehreren Prüfergebnissen werden mittels spezieller Auswertealgorithmen die wahren Fehlerursachen erkannt.

Bild 4 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Prüfsystems. Es kann zwischen einer Prozeß- und einer Verarbeitungsebene unterschieden werden, wodurch eine konkrete Abgrenzung der Teilaufgaben analog einem zu automatisierenden Prozeß erfolgt.

Die Verarbeitungsebene wird durch einen MASTER-Rechner realisiert, der infolge der zu verarbeitenden Datenmengen als 16-bit-

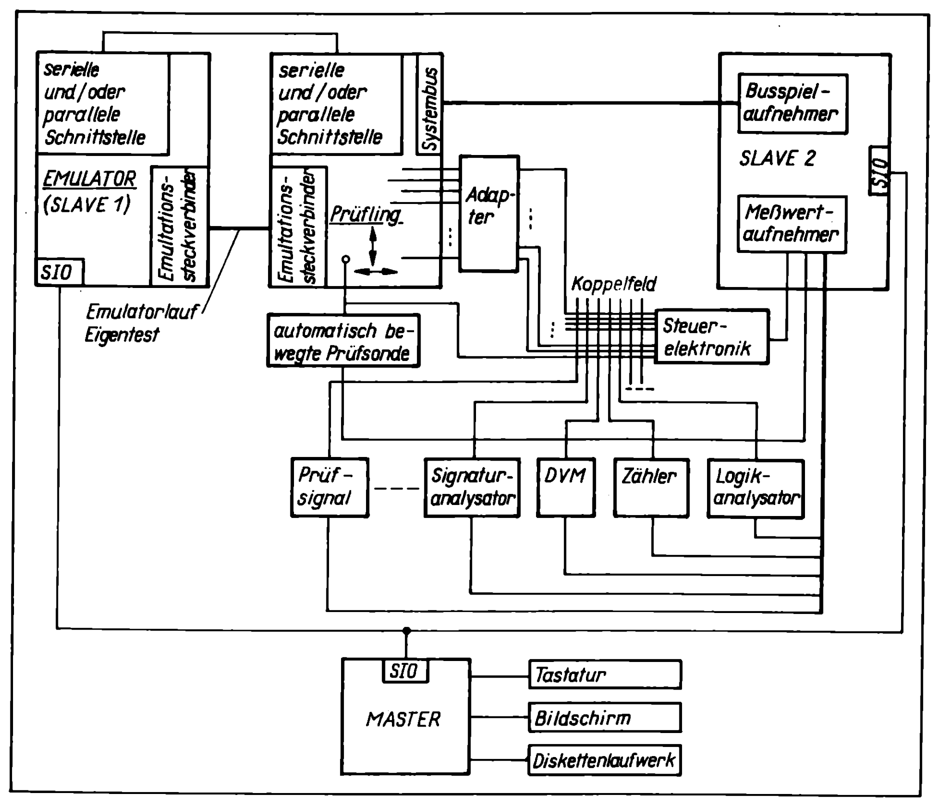


Bild 4.
Funktionelle Struktur des Prüfsystems

Rechner auszulegen ist. Die Aufgabe des MASTER besteht in einer Ausgabe von Prüfschritten, in der Verarbeitung von Prozeßreaktionen und in der eigentlichen Fehlerdiagnose.
Die Prozeßebene beinhaltet:

- die Prüflingsstimulierung bzw. -nachbildung durch einen EMULATOR-Rechner (SLAVE 1)
- das eigentliche Prüfobjekt, eine mikroelektronische Baugruppe (SUT)
- die meßtechnische Erfassung von Prüflingsreaktionen und gegebenenfalls deren Vorverarbeitung durch einen SLAVE 2
- eine flexible Adaptierung von Meßpunkten über einen als Kreuzschiebetisch ausgelegten Antastmanipulator
- eine Schaltmatrix zur flexiblen Kopplung von Prüfobjekt und Meßperipherie
- eine im SLAVE 2 implementierte Registriereinheit zur Signaturbildung und Speicherung des Logikverhaltens.

Die **Arbeitsweise** des Prüfsystems ist folgende:
Der MASTER dient einerseits der Steuerung des Gesamtablaufs des Prüfprozesses, andererseits der Auswertung und Verarbeitung aufgenommener Prüflingsreaktionen, die teilweise vorverarbeitet vorliegen. Durch eine logische Verknüpfung von in Tabellenform vorliegenden, prüfschrittabhängigen möglichen Fehlerursachen und unter Berücksichtigung der Häufigkeit ihres Auftretens erfolgt systematisch eine Fehlereingrenzung. Durch eine Neuvorgabe weiterer Prüfschritte kann die Diagnosegüte schrittweise erhöht werden. EMULATOR (SLAVE 1) und SLAVE 2 erhalten getrennt prüfschrittspezifische Informationen im Rahmen eines Datenübertragungsablaufs und werden aktiviert. Nach Ausgaben eines Start-

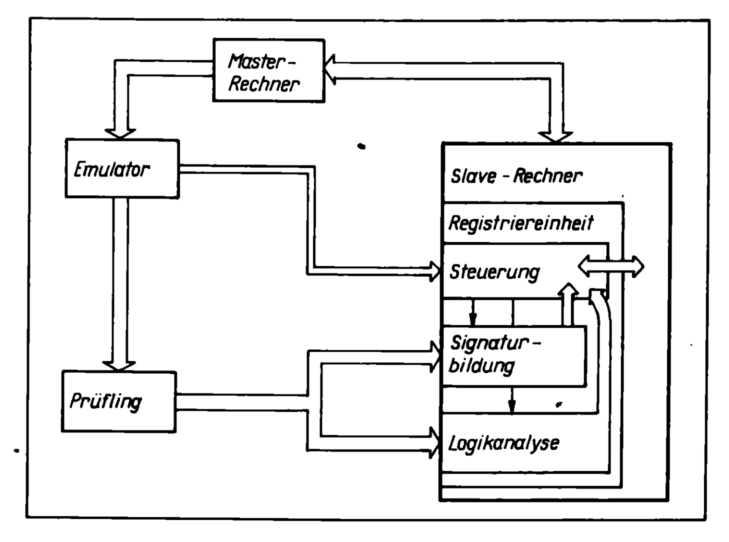


Bild 5. Struktur der Registriereinheit

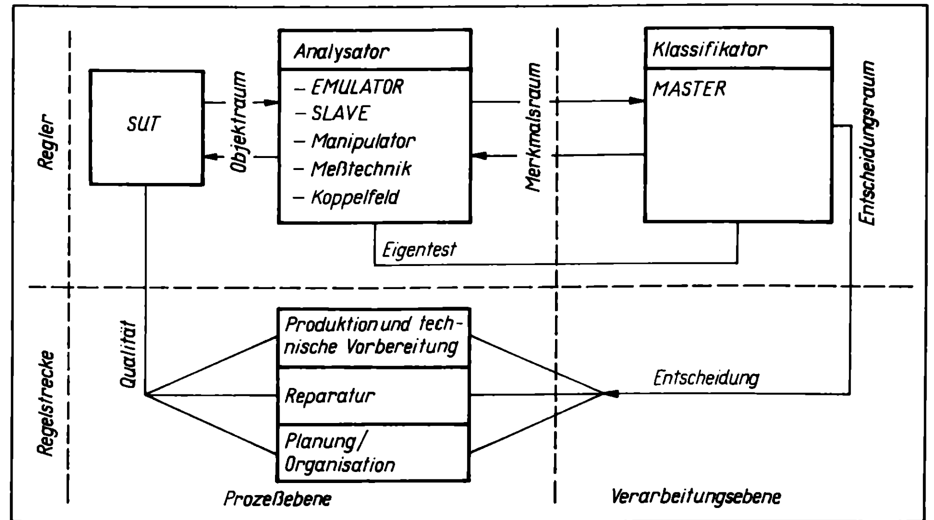


Bild 6.
Einordnung des Prüfsystems in das Erkennungsmodell

kommandos durch den MASTER wird das Prüfobjekt durch den EMULATOR stimuliert bzw. es werden Funktionen des Prüfobjektes nachgebildet. Die dabei im prüfschrittsynchron laufenden SLAVE 2 erfaßten Prüflingsreaktionen werden gegebenenfalls vorverarbeitet und dem MASTER zur weiteren Verarbeitung bereitgestellt. Zur Unterstützung der Meßwerterfassung und zur internen Meßwertgewinnung bzw. auch zur Einspeisung von Signalen in das Prüfobjekt wird im Bedarfsfall eine Sonde zur Adaptierung interner Meßpunkte über den Antastmanipulator aktiviert.
Neben der Meßwerterfassung durch entsprechende, über ein Matrixfeld an das Prüfobjekt gekoppelte Meßperipherie (DVM, Signaturanalysator u. a.) erfolgt eine Kontrolle der Prüflingsreaktionen durch Registrierung und Speicherung von Signalfolgen am prüfobjektspezifischen Systembus in Form einer Signaturbildung und Abspeicherung des Logikverhaltens. Die dazu erforderliche Registriereinheit besteht aus den Baugruppen Signaturbildung, Logikspeicherung und Steuerung und ist Bestandteil des SLAVE 2. Bild 5 zeigt die Einbeziehung dieser Registriereinheit in das Testsystem. Es werden bis zu 40 dynamische Prüflingssignale auf dem Bus des Prüfobjektes erfaßt, wodurch ein Echtzeittest ermöglicht wird. Bei dem Signaturregister handelt es sich um eine parallele Kennzeichenbildung. Bei vom Sollwert abweichenden Signaturen erfolgt eine Speicherung des Logikverhaltens in einem 40×1 Kbit „tiefen“ Speicher, so daß dadurch nach Übertragung dieses Logikverhaltens in den MASTER eine genaue Diagnose des Fehlverhaltens des Prüfobjektes möglich wird.
Das Matrixfeld wird direkt vom SLAVE 2 unter Umgehung eines speziellen Interfaces angesteuert. Es besteht aus 8×16 Knotenpunkten, die vollständig unabhängig voneinander in beliebiger Anzahl geschaltet werden können.
Die Datenübertragung innerhalb des Prüfsystems erfolgt seriell über IFFS-Schnittstellen. Die Ankopplung spezieller Meßtechnik erfolgt über einen IEC-625-Bus. Eigentestprogramme ermöglichen die Überwachung der Funktionstüchtigkeit des Gesamtsystems.
Das System ist so ausgelegt, daß das zur Fehlerdiagnose erforderliche Referenzwissen im Rahmen eines Lernprozesses erfaßt werden kann.
Bezugnehmend auf Bild 2 wird im Bild 6 eine Einordnung des Prüfsystems in das allgemeingültige Erkennungsmodell vorgenommen, und seine Reglerfunktion wird deutlich gemacht.

Zusammenfassung

Ausgehend von allgemeinen Betrachtungen über die Fehlerdiagnose an elektronischen Baugruppen wird ein sich in Realisierung befindliches Prüfkonzept zur Fehlerlokalisierung an elektronischen, busorientierten Funktionsgruppen vorgestellt. Es wird deutlich gemacht, daß aus dem Prüfprozeß wichtige Reglergrößen für eine qualitätsgerechte und kostengünstige Produktion abzuleiten sind.

Literatur

[1] Steinhagen, H. E.; Fuchs, S.: Objekterkennung — Einführung in die mathematischen Methoden der Zeichenerkennung. Berlin: VEB Verlag Technik 1976.
[2] Hess, K.: Technische Diagnostik und technische Prophylaxe. Bd. 191 der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK. Berlin: VEB Verlag Technik 1981.
msr 9023

(Fortsetzung von S. 157)

Literatur

[1] Lange, F.-H.: Methoden der Meßstochastik. Berlin: Akademie-Verlag 1978.
[2] Müller, E.: Signalanalyse in der Hydroakustik. In: Angewandte Akustik, Band 3. Berlin: VEB Verlag Technik 1989.
[3] Schlitt, H.: Systemtheorie für regellose Vorgänge. Berlin/Göttingen/Heidelberg: Springer-Verlag 1960.
[4] Sahner, G.: Digitale Meßverfahren. Berlin: VEB Verlag Technik 1979.
[5] Schommartz, G.: Zur Meßdynamik digitaler Frequenzmesser. msr, Berlin 22 (1979) 5, S. 261—267.
[6] Rice, S. O.: Mathematical Analysis of Random Noise. In: Wex, N. (Editor): Selected Papers on Noise and Stochastic Processes. New York: Dover 1954, S. 133—294.
[7] Ney, H.: Bestimmung der Zeitverläufe von Intensität und Grundperiode der Sprache für die automatische Sprecher-Erkennung. Frequenz 35 (1981) 10, S. 265—270.
[8] Rethfeld, U.: Rauschunterdrückung/Spektrumschätzung. Diplomarbeit: WPU Rostock 1987.
[9] Lange, F.-H.: Signale und Systeme. Band 1. Berlin: VEB Verlag Technik 1975.

msr 9012

(Fortsetzung von S. 163)

Literatur

[1] Schüssler, H. W.: Digitale Systeme zur Signalverarbeitung. Berlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1973.
[2] Buchholz, G.: Entwurf von Diskret-Filtern. Nachrichtentechnik-Elektronik, Berlin 25 (1975) 11, S. 430—433.
[3] Buchholz, G.: Entwurf diskreter Filter mit Katalogen. Nachrichtentechnik-Elektronik, Berlin 26 (1976) 11, S. 409—415.
[4] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1980.
[5] Fliege, N.: Digitale Filter mit dem Signalprozessor 2920. Elektronik, München (1981) 4, S. 81—94.
[6] Azizi, S. A.: Entwurf und Realisierung digitaler Filter. München/Wien: R. Oldenbourg Verlag 1983.
[7] Dünow, P.; Halwass, M.: Grafikansteuerung für K1520. Radio/Fernsehen/Elektronik, Berlin 35 (1986) 10, S. 625—627.
[8] Wangelow, T.; Ullrich, W.; Roth, M.: CAD-System zum Digitalfilterentwurf (DFE). Nachrichtentechnik-Elektronik, Berlin 38 (1988) 7, S. 262—265.

msr 9013

Allgemeine Systemkonzepte für homogene dynamische Netzwerke

0. Einleitung

In diesem Beitrag sollen allgemeine Netzwerkbeschreibungskonzepte für Systeme, die durch gewöhnliche Differentialgleichungen modelliert werden können, vorgestellt werden.
Diese Konzepte wurden, beginnend in den 70er Jahren bis heute, von zwei Gruppen unabhängig voneinander ausgearbeitet, von einer Gruppe in der DDR [1] und einer Gruppe in den USA [2]. Alle diese Beschreibungshilfsmittel sind analytisch äquivalent, unterscheiden sich jedoch im Einzelfall.
Ihre Realisierung erlaubt standardisierte Softwarehilfsmittel hinsichtlich des Softwarerahmens und der Numerik.
Ihre Bedeutung liegt vor allem darin, daß mit ihrer Hilfe beliebige kontinuierliche dynamische Systeme simuliert werden können.
In einer Zeit, wo die Realisierung von Arrays aus gleichartigen Prozessoren hoher Komplexität hardwaremäßig immer besser beherrscht wird, werden solche unifizierten Systembeschreibungshilfsmittel zunehmend an Bedeutung gewinnen.

1. Strukturgraph von Netzwerken

Allgemeine Netze werden zu dem Zweck aufgebaut, um
- Ausschnitte aus der allgemeinen Wechselwirkung in einem beliebigen Teil der Wirklichkeit nicht nur funktionell, sondern auch strukturell wirklichkeitsnah zu modellieren
- beschreibungsmäßige Voraussetzungen für eine parallele Abarbeitung zu schaffen, weil die entsprechend abgebildeten Teile der Wirklichkeit auch simultan in Funktion sind.

Das Gerüst der Struktur der hier diskutierten Netzwerke sei, der allgemeinen Gepflogenheit folgend, ein orientierter Graph [11] bis [13]. Die Knoten des Graphen seien Module, realisiert durch geeignete Prozessoren, deren funktionelle Komplexität und deren Speichervermögen je nach dem konkreten Netzwerkkonzept unterschiedlich sein können. Der Graph besteht nur aus gerichteten Kanten, so daß klar unterschieden werden kann, ob eine Kante Träger einer Ausgangsgröße oder einer Eingangsgröße eines an der Kante beteiligten Moduls ist.
Zusätzlich wird es im allgemeinen notwendig sein, noch jede Kante mit einem Vorzeichen + oder — zu versehen. Dabei bedeutet +, daß es sich um einen erregenden, und —, daß es sich um einen hemmenden Eingang handelt. Diese Vorzeichen sollen an erregende und hemmende Eingänge der Neuronen von Neuronennetzen erinnern. Die Vorzeichen finden sich dann häufig in Vorzeichen von Termen der Modulfunktion wieder.

2. Allgemeine funktionelle Beschreibungen von Netzwerken

Bei der Beschreibung der Funktionen von Netzwerken [7] bis [9] erfolgt hier eine Beschränkung auf autonome Netzwerke. 3 Grundtypen sollen behandelt werden:

Lotka-Volterra-Netzwerke

Die standardisierte Systembeschreibung nach dem Lotka-Volterra-Konzept lautet

$$\dot{x}_i = x_i \cdot \sum_{j=1}^{N} G_{ij} \cdot x_j \, .$$

Naturgemäß sind die Module des Lotka-Volterra-Netzwerks durch die Fähigkeit bestimmt, am Eingang beliebige gewichtete Linearkombinationen zu bilden, die dann von einem Exponentialintegrator

$$F^{-1} = \exp(I) = e^{\int_0^t (\dots)\,dt}$$

mit

$$F(x) = d \ln x(t)/dt = \dot{x}/x \, ,$$

weiterverarbeitet werden. Das Netzwerk besteht aus n derartigen Modulen, jeweils einem für jede Zustandsgröße. Jeder Modul hat einen Parametervektor

$$G_{ij}: \quad j = 1, 2, \dots, n\, ; \qquad i \text{ fest} \, .$$

Im Modul werden nur die Absolutwerte $|G_{ij}|$ berücksichtigt. Die jeweiligen Vorzeichen gehen durch die Signierung der Eingänge ein, d. h., der in den i-ten Modul mündende Kanal aus dem j-ten Modul trägt ein positives Vorzeichen, wenn $G_{ij} > 0$, ein negatives Vorzeichen, wenn $G_{ij} < 0$ ist.

Riccati-Netzwerke

Die standardisierte Beschreibung dynamischer Systeme in der Riccati-Darstellung lautet

$$\dot{x}_i = K_i \prod_{r=1}^{n} x_r^{k_{ir}} \, .$$

Das entsprechende homogene Netzwerk besteht aus einem Eingangspotenzproduktbildner, für den die Exponenten k_{ir} eine ähnliche Rolle spielen wie die G_{ij} beim Lotka-Volterra-Netzwerk, d. h., die Absolutwerte $|k_{ir}|$ sind einstellbare Parameter des Moduls, die Vorzeichen der k_{ij} werden bei der Verknüpfung der entsprechenden Eingangssignale berücksichtigt. Dabei entspricht die Signierung + dem Fall $k_{ir} > 0$ und die Signierung — dem Fall $k_{ir} < 0$.
Auf den Potenzproduktbildner folgt ein gewöhnlicher Integrator I mit dem integralen Verstärkungsfaktor K_i, für den beide Vorzeichen zugelassen werden.
Das jeweilige Vorzeichen soll zwar einstellbar, aber modulinhärent sein. Es entscheidet bleibend über das Wachstum der jeweiligen Zustandsgröße.
Es ist also zu unterscheiden zwischen Aufsteigern und Absteigern, je nachdem, ob $K_i > 0$ oder $K_i < 0$ ist.
Aufsteiger oder Absteiger zu sein, ist die globale Aufgabe eines Moduls in einem durch ein Riccati Netzwerk modellierten System.
Diese globale Rolle kann entsprechend dem Vorzeichen der Exponenten k_{ir} begünstigt oder gehemmt werden.

Synergetische Netzwerke

Synergetische Netzwerke [2] sind durch eine standardisierte Systembeschreibung folgender Form gegeben [11] bis [17]:

$$\dot{x}_i = a_i \cdot \prod_{r=1}^{n} x_r^{g_{ir}} - b_i \cdot \prod_{r=1}^{n} x_r^{h_{ir}} \, , \qquad a_i \geqq 0 \, , \quad b_i \geqq 0 \, ,$$

$$r = 1, 2, \dots, n\, ; \qquad i = 1, 2, \dots, n \, .$$

Ganz offensichtlich besteht dieses Netzwerk aus zwei übereinanderliegenden Riccati-Netzwerken, von denen eines nur Aufsteigermodule, das andere Absteigermodule enthält.
Beide jeweils übereinanderliegenden Module werden vertikal zu einem Modul vereinigt, wobei das entsprechende Differenzsignal durch einen gemeinsamen Integrierer I geschickt wird. Die Deutung ergibt sich aus dem Riccati-Netzwerk. Jedoch hat jeder Modul nun eine Doppelrolle, er kann Aufsteiger und Absteiger zugleich und situationsabhängig sein.
Damit ist klar, daß in der Beschreibung durch solche Netzwerke eine große funktionelle Redundanz steckt, die für konkrete Systemmodellierung sehr nutzbringend angewendet werden kann. Diese funktionelle Redundanz ergibt sich allein schon aus der folgenden Überlegung:
Um das Wachstum einer Zustandsgröße x_i mit Hilfe einer anderen Zustandsgröße x_r voranzutreiben, hat man die Möglichkeit, x_r im

Aufsteigerteil von x_i als stimulierend anzuwenden. Gleiches erreicht man aber auch, wenn man in geeigneter Weise x_r im Absteigerteil von x_i hemmend zur Geltung bringt. Da dies jeweils mit entsprechenden Exponenten g_{ir} oder h_{ir} zu geschehen hat, ist klar, daß es eine Unmenge von gemischten Möglichkeiten gibt, die spezifische Rolle von x_r im Zusammenwirken mit x_i zur Anwendung zu bringen.

Um ein System gewöhnlicher Differentialgleichungen einigermaßen systematisch in die Form eines synergetischen Systems bringen zu können, knüpft man zweckmäßigerweise an die Riccati-Darstellung an.

Charakteristisch für die inhaltliche Interpretation von synergetischen Systemen ist, daß zwischen einer aufbauenden und einer zerstörenden Triebkraft unterschieden wird.

Um von der Riccati-Darstellung zur S-Darstellung zu gelangen, sucht man sich also zweckmäßiger Weise aus den rechten Seiten der Riccati-Darstellung Paare von Variablen u_i und u_j heraus, die gegenläufigen Einfluß auf das Systemwachstum ausüben. Dies kann in der Riccati-Darstellung auf zwei verschiedene Arten geschehen:

1. Die Exponenten, mit denen u_i denen u_j in den Potenzproduktriebkräften bei der Riccati-Darstellung auftreten, haben in allen rechten Seiten, wo sie zusammen auftreten, entgegengesetzte Vorzeichen, wobei die Verstärkungsfaktoren K_i und K_j gleiches Vorzeichen haben sollen.
2. Die Exponenten, mit denen u_i und u_j in den Potenzprodukttriebkräften bei der Riccati-Darstellung auftreten, haben in allen rechten Seiten, wo u_i und u_j zusammen auftreten, gleiche Vorzeichen, wo hingegen die Verstärkungsfaktoren K_i und K_j entgegengesetzte Vorzeichen haben.

In diesem Falle führt man für Produkte $u_i \cdot u_j$ bzw. mit vorzeichengleichen Exponenten der Faktoren neue Variablen ein. Insgesamt braucht man n neue Variable.

Reichen die Paare gegenläufigen Verhaltens in der Anzahl nicht, so kann man einige der alten Variablen weiterführen.

Betrachtet man den Zusammenhang zwischen den Logarithmen der alten und neuen Variablen, so stößt man auf eine Transformationsmatrix $T = (t_{ij})$ mit der Eigenschaft, daß in jeder Zeile i genau zwei Koeffizienten $t_{ij_1(i)}$ und $t_{ij_2(i)}$ ungleich Null sind.

Diese Matrix muß regulär sein, um die Umkehrbarkeit der Koordinatentransformation zu sichern. Außerdem muß die Auflösung, d. h. die Invertierung von T, analytisch möglich sein.

Letzteres ist jedoch unproblematisch, wenn man den folgenden Weg der Auflösung beschreitet:

Man sucht zunächst diejenigen Zeilen mit einem von Null verschiedenen Element in der höchsten Spalte.

Man löst eine dieser Zeilen auf und setzt die Auflösung in die anderen derartigen Zeilen ein, wodurch man weitere Bedingungen von niederer Ordnung erhält. In dieser Weise fährt man mit der vorletzten Spalte fort usw. Schließlich gelangt man zu einer einzigen Bedingung, in der außer den neuen Variablen nur noch u_1 auftaucht. Diese Bedingung entscheidet über die Regularität von T. Hebt sich nämlich hier der Einfluß von u_1 heraus, so ist T nicht regulär, ansonsten erhält man u_1 und durch Rücksubstitution alle übrigen alten Variablen, ausgedrückt durch die neuen. Dies sind, formuliert in den Logarithmen der Zustandsgrößen, lineare Ausdrücke, jedoch in den Zustandsgrößen Potenzproduktausdrücke. Am Beispiel des Evolon soll die Vorgehensweise demonstriert werden.

Ausgangspunkt sei das entfaltete Evolon, d. h. das Evolon in der Lotka-Volterra-Darstellung

$$F(x) = K \cdot x_1 ,$$
$$F(x_1) = K \cdot ((k - 1) x_1 - wlx_2) ,$$
$$F(x_2) = K \cdot ((k + w - 1) x_1 - w(l - 1) x_2) .$$

Durch Ersetzen von Kx_1 durch x_1 und Kx_2 durch x_2 kann man sich leicht vom Ballast K befreien. Die so vereinfachte Gleichung setzt man in die Riccati-Darstellung um und erhält

$$x = F(u) , \quad x_1 = F(u_1) , \quad x_2 = F(u_2) .$$

Es ergeben sich

$$x_1 = u_1^{(k-1)} u_2^{-wl}$$
$$x_2 = u_1^{(k+w-1)} u_2^{-w(l-1)} .$$

Für $k > 1$ und $l > 1$ erkennt man gegenläufiges Verhalten von u_1 und u_2 in den rechten Seiten.

Substituiert man z. B. wie folgt

$$v_1 = u_1^{k-1} u_2^{-wl}$$

und

$$v_2 = u_1^w u_2^w ,$$

dann folgt

$$F(v_1) = (k - 1) F(u_1) - wlF(u_2) ,$$
$$F(v_2) = wF(u_1) + wF(u_2) .$$

Mit

$$F(u_1) = v_1 , \quad F(u_2) = v_1 v_2$$

erhält man somit z. B. die folgende S-Darstellung

$$F(v_1) = (k - 1) v_1 - wlv_1 v_2 ,$$
$$F(v_2) = wv_1 + wv_1 v_2 .$$

Bemerkung:

Hier gibt es keine zwei Variablenpaare mit gegenläufigem Verhalten, daher zeigt die zweite Gleichung auch nicht die strenge S-Form

Auch ansonsten sollen immer, wenn es zweckmäßig ist, beliebige 2-Term-Darstellungen zugelassen und nicht unbedingt darauf bestanden werden, daß die Vorzeichen beider Terme alternierend sind.

Zum Schluß soll im Zusammenhang mit synergetischen Systemen noch auf eine wichtige Pragmatik hingewiesen werden, die für die Anwendungen der S-Form-Darstellung von großer Wichtigkeit ist [2].

Bei der Modellierung einer dynamischen Erscheinung mögen Bilanzgleichungen der Form

$$\dot{x}_i = T_i(x_1, ...) - H_i(x_1, ...)$$

aufgetreten sein mit $T_i > 0$, $H_i > 0$.

In diesem Falle ist die Triebkraft jeder Zustandsgröße in eine treibende Kraft T_i und eine hemmende Kraft H_i dekomponiert. Die logarithmischen Maßstäbe sind beim Wachstum wichtiger als lineare (auch eine Form der Ratenkopplung), und deshalb werden $\ln T_i$ und $\ln H_i$ in Taylor-Reihen nach den Variablen $\ln x_i$ (und gegebenenfalls weiteren Einflußgrößen) entwickelt. Der Abbruch dieser Taylor-Entwicklungen jeweils nach den linearen Gliedern führt offenbar sofort auf ein Näherungsmodell für die gegebene Dynamik in Gestalt einer S-Form-Darstellung.

3. Netzwerke mit Rekursionskonzepten

In Netzwerken mit Rekursionskonzepten werden die Grundmodule unmittelbar in Form lokaler Modelle, z. B. der direkten bzw. der natürlicher Rekursion angesetzt [15]. Anstelle der Grundmodule mit kontinuierlichem Verhalten, beschrieben durch gewöhnliche Differentialgleichungen, werden hier einfach die entsprechenden lokalen Modelle substituiert.

Im Falle der direkten Rekursion gelangt man zu einem Grundmodul der Form

$$x_i' = x_i \prod_{j=1}^{n} (1 + D\,|G_{ij}|\,(y_j/x_i))^{\mathrm{sgn}(G_{ij})} .$$

Im Falle der natürlichen Rekursion hat der Grundmodul die Form

$$x_i' = x_i \exp\left(D \sum_{j=1}^{n} G_{ij}(y_j/x_i)\right) .$$

Literatur

[1] PESCHEL, M.; MENDE, W.: Predator-Prey Models. Do we live in a Volterra World? Berlin: Akademie-Verlag 1986 und Wien: Springer-Verlag 1986.

[2] SAVAGEAU, M.: Biochemical Systems Analysis. Reading, Mass,/USA: Addison-Wesley Publishing Company 1976.

[3] VOIGT, H. M.: Evolution und Optimierung. Dissertation B. AdW der DDR 1986.

[4] VOIGT, H. M.: Optimization by Replicator Networks. Syst. Anal. Sim. Mod. (erscheint demnächst)

[5] PESCHEL, M.; MENDE, W.; BREITENECKER, F.: Anwendung der diskreten Theorie der ratengekoppelten Systeme in der Regelungstechnik. msr, Berlin 30 (1987) 7, S. 322—324.

[6] PESCHEL, M.; MENDE, W.; BREITENECKER, F.: Models of Biodynamical Systems with the Lotka-Volterra Approach. Tagungsbericht zu „Mathematische Modelle in der Biologie". Mathematisches Forschungsinstitut der BRD, Oberwolfach 1987.

[7] MENDE, W.; PESCHEL, M.: Strukturentwurf für instationäre und nichtlineare Systeme. msr, Berlin 24 (1981) 10, S. 581—583.

[8] MENDE, W.; PESCHEL, M.: Structure-building phenomena in systems with power-product forces. In: HAKEN, H.: Chaos and order in nature. Berlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1981.

[9] PESCHEL, M.; MENDE, W.: Probleme der mathematischen Modellierung von Evolutionsprozessen. msr, Berlin 24 (1981) 12, S. 602—606.

[10] EBELING, W.; FEISTEL, R.: Physik der Selbstorganisation und Evolution. Berlin: Akademie-Verlag 1982.

[11] SAVAGEAU, M.: Mathematics of organizationally complex systems. Biomed. Biochem. Acta 44 (1985) 6, S. 839—844.

[12] IRVINE, D. H.; SAVAGEAU, M.: Network Regulation of the Immune Response: Alternative Control Points for Suppressor Modulation of Effector Lymphocytes. Journ. of Immunology 134 (1986) 4, S. 2100 to 2116.

[13] IRVINE, D. H.; SAVAGEAU, M.: Network Regulation of the Immune Response: Modulation of Suppressor Lymphocytes by Alternative Signals Including Contrasuppression. Journ. of Immunology 134 (1986) 4, S. 2117—2130.

[14] SAVAGEAU, M.; VOIT, E.: Power-Law Approach to Modelling Biological Systems. I. Theory. J. Ferm. Technol. 60 (1982) 3, S. 221—228.

[15] VOIT, E.; SAVAGEAU, M.: Power-Law Approach to Modelling Biological Systems. II. Appliction to Ethanol Production. J. Ferm. Technol. 60 (1982) 3, S. 229—232.

[16] VOIT, E.: SAVAGEAU, M.: Power-Law Approach to Modelling Biological Systems. III. Methods of Analysis. J. Ferm. Technol. 60 (1982) 3, S. 233—241.

[17] VOIT, E.; SAVAGEAU, M.: Equivalence between S-Systems and Volterra Systems. Math. Biosciences (1986) 78, S. 47—55.

msr 8836 Prof. Dr. rer. nat. habil. M. PESCHEL, AdW der DDR, Zentrum für Wissenschaftlichen Gerätebau; Dipl.-Math. W. MENDE, AdW der DDR, Institut für Geografie und Geoökologie; Prof. Dr. M. SAVAGEAU, Medical Center, University of Michigan/USA; Prof. Dr. E. VOIT, Medical University of South Carolina/USA

Informationen zu neuen internationalen Vorschriften der Elektro- und Automatisierungstechnik, Teil 1

Als Fortsetzung der Auswertung wichtiger Vorschriften der IEC, ISO bzw. anderer Länder [1] und [2] werden nachfolgend einige Publikationen der Jahre 1986/87 [3] bis [6] vorgestellt, die bei der Entwicklung von Erzeugnissen für Weltstandsvergleiche Beachtung finden sollten:

IEC 821 (Ausgabe 1987)

„Mikroprozessor Systembus IEC 821"

In IEC 821 wird ein leistungsfähiger Systembus beschrieben, der in der Rückwand eines Baugruppenträgers für Mikroprozessoren angeordnet ist und mit dessen Hilfe der Datentransport, die Verarbeitung und Speicherung vorgenommen wird und dessen Steuerbaugruppen in einer angekoppelten Hardwareanordnung miteinander verbunden sind.
Der Parallelbus nach IEC ermöglicht Einzel- und Blockübertragungszyklen auf einem 32 bit breiten Adreß- und Datenkanal ohne Multiplexbetrieb. Die Übertragung wird durch ein asynchrones Handshake-Protokoll gesteuert. Die Buszuweisung erlaubt die Anwendung einer Mehrprozessorarchitektur. Durch die Möglichkeit, Interruptbefehle auch zwischen einzelnen Modulen auszuführen, ergibt sich eine schnelle Reaktion auf in- und externe Ereignisse. Der mechanische Aufbau von Karten und Kartenadaptern wird gemäß IEC 297 (Abmessungen von Frontplatten und Einschüben) in 19-Zoll-Bauweise vorgenommen. Das neue IEC-System wurde realisiert und standardisiert, um eine Kommunikation zwischen Baugruppen auf dem Systembus zu ermöglichen, ohne den internen Betrieb anderer Baugruppen, die über eine Schnittstelle des IEC-Bus 821 verbunden sind, zu behindern. In IEC 821 werden die elektrischen und mechanischen Systemeigenschaften, die benötigt werden, um Baugruppen zu entwerfen, die zuverlässig und eindeutig mit anderen Systemeinheiten über den Systembus in Verbindung treten können, festgelegt. Ebenso werden die Protokolle, mit denen die Wechselwirkung zwischen dem Bus und angeschlossenen Baugruppen beschrieben werden, spezifiziert. Mit der neuen IEC-Publikation werden auch Begriffsdefinitionen angeboten, die das System und deren Protokolle beschreiben, um einen breiten Spielraum für die Systementwicklung vorzugeben, so daß der Anwender den Preis und die Leistung seines Konzeptes optimieren kann, ohne die Systemkompatibilität zu verletzen.

IEC 860 (Ausgabe 1987)

„Warneinrichtungen für Kritikalitätsstörfälle"

Die IEC 860 wurde von der Arbeitsgruppe des SC 45 B „Instrumentierung für Strahlenschutz" erarbeitet und ist anwendbar für Meßgeräte, die ionisierende Strahlung als Folge eines Kritikalitätsstörfalls erfassen und daraufhin ein Warnsignal abgeben. Die kennzeichnenden Merkmale derartiger Warneinrichtungen sind extrem rasches Ansprechen, hohe Übersteuerungsfestigkeit, hohe Zuverlässigkeit hinsichtlich Systemausfall sowie Sicherheit gegen Fehlalarm und werden durch Auswahl von 2-aus-3-Systemen realisiert. In IEC 860 wird ein Ansprechvermögen von 300 ms bis zum Einsetzen des Alarms für einen plötzlich einsetzenden Strahlenpegel in der Höhe des 2fachen Nennschwellenwertes verlangt. Ebenso wird eine Übersteuerungsfestigkeit bis zu 1000 Gy/h gefordert. Weiterhin werden allgemeine betriebliche, elektrische, mechanische und sicherheitstechnische Anforderungen an ein Kritikalitätswarnsystem festgelegt, die Prüfbedingungen für die genannten Eigenschaften beschrieben, die erforderliche Dokumentation aufgelistet und in Tabellenform dargestellt.

IEC 911 (Ausgabe 1987)

„Messung zur Überwachung angemessener Kühlung von Druckwasserreaktoren"

In der IEC-Publikation sind Anforderungen an eine zusätzliche Instrumentierung zur Messung von Kühlmittelparametern festgelegt, die dann von Interesse sind, wenn unter abnormalen Bedingungen das Kühlmittel in einer oder mehreren Phasen in den Reaktordruckbehälter gelangt. Diese Instrumente dienen der Information über die Kühlmittelzustände und als Entscheidungshilfe für Maßnahmen zur

Aufrechterhaltung ausreichender Kühlung des Reaktorkerns. Die Publikation ist unterteilt in:
- Anwendungsbereich und zugehörige Begriffe
- abnormale Betriebsbedingungen bei abgeschaltetem Reaktor (Unterkühlung, Sättigung und Überhitzung)
- Anforderungen an die Instrumentierung (Genauigkeit, Einstellzeit, Zuverlässigkeit, Stromversorgung der Meßgeräte)
- Darstellung der gewonnenen Informationen
- Sicherheitstechnische Zuordnung der Instrumente
- Qualifizierung.

IEC 534-8-1 (Ausgabe 1986)

„Stellventile für die Prozeßregelung; Teil 8: Geräuschmessungen; Laboratoriumsmessungen von Geräuschen bei gasdurchströmten Stellventilen"

In der IEC-Publikation 534-8 werden Ausrüstungen, Methoden und Testverfahren beschrieben, um durch Laboratoriumsmessungen den Schalldruckpegel von gasdurchströmten Stellventilen mit angeschlossenen Rohrleitungen zu bestimmen. Eine einheitlich festgelegte Methode zur Messung der abgestrahlten Geräusche erlaubt den Vergleich von verschiedenen Meßergebnissen zum Vorteil der Hersteller und Anwender.

IEC 748-3 (Ausgabe 1986)

„Halbleiterbauelemente; Integrierte Schaltungen; Teil 3: Analoge integrierte Schaltungen"

Diese Norm enthält für integrierte Schaltungen, die mit Halbleiterbauelementen realisiert werden, alle notwendigen Datenblattangaben, Angaben über Meßverfahren sowie zu Abnahme- und Zuverlässigkeitsprüfungen.

Für folgende Bauelementekategorien sind Festlegungen enthalten:
- Operationsverstärker mit zwei Eingängen und einem Ausgang
- Audio-, Video- und Vielkanalverstärker für Telekommunikationseinrichtungen
- NF- und ZF-Verstärker
- Spannungs- und Stromstabilisatorschaltungen
- Analogschalter.

IEC 875-2 (Ausgabe 1986)

„Optische Lichtwellenleiter; Teil 2: Rahmenspezifikation; Transmissions-Sternkoppler"

IEC 875 Teil 2 enthält Beschreibungen für passive optische Verzweiger für Einrichtungen zum Aufteilen bzw. Zusammenführen von optischen Signalen auf diskreten Lichtwellenleitern. Der in der Vorbereitung befindliche Teil 3 wird Festlegungen zu Reflexions-Sternkopplern und Wellenlängenmultiplexern enthalten.

IEC 794-1 (Ausgabe 1987)

„Lichtwellenleiter-Kabel; Teil 1: Fachgrundspezifikation"

Diese 2., ergänzte und verbesserte Ausgabe der IEC-Publikation enthält u. a. neue Angaben über Prüfverfahren von Lichtwellenleiter-Kabel in der Unterteilung:
- Prüfverfahren für Abmaße
- Prüfverfahren für mechanische Eigenschaften mit Dehnungseigenschaften von Kabeln unter Zug, Torsion, Schnalzen (Snatch), Klinken und Wickeln
- Prüfverfahren für übertragungstechnische und optische Eigenschaften von Kabeln
- Prüfverfahren für Umwelteinflüsse auf Kabel.

IEC 793-1 (Ausgabe 1987)

„Lichtwellenleiter; Teil 1: Fachgrundspezifikation"

Als Ablösung der 1. Aufgabe von 1984 enthält diese Norm neue Angaben über Prüfverfahren, die für Lichtwellenleiter erforderlich sind und ist unterteilt in Prüfverfahren für
- Abmaße
- mechanische Eigenschaften
- die Übertragungsstrecke und die optische Eigenschaften
- Umweltbedingungen.

DIN/IEC 52 (Co) 299 (Entwurf August 1987)

„Gedruckte Schaltungen; Gestaltung und Anwendung von Leiterplatten. Werkstoffe und Oberflächen"

Diese Norm enthält Festlegungen zur Behandlung von Oberflächen auf Leiterplatten, speziell zu nichtmetallischen Überzügen auf Leiterplatten. Sie ist eine Ergänzung zu DIN/IEC 326-3 „Gedruckte Schaltungen; Leiterplatten, Gestaltung und Anwendung von Leiterplatten".
Die Ausführungen über nichtmetallische Überzüge betreffen die Lötbarkeit der Leiterbilder sowie die Brückenbildung zwischen Leitern. Hierbei wird unterschieden zwischen Schutzschichten mit zeitlich begrenzter Wirkung (Erhalt der Lötbarkeit) und dauerhaften Schutzschichten.

IEC 721-2-4 (Ausgabe 1987)

„Klassifikation von Umweltbedingungen; Teil 2: Natürliche Einflüsse; Sonnenstrahlung"

Die IEC-Publikation enthält eine grobe Einteilung der Erdoberfläche in geografische Gebiete mit unterschiedlicher Sonnenstrahlung. Diese Einteilung ermöglicht es, angemessene Grenzwerte der Sonnenstrahlung auszuwählen, wenn dies beim Einsatz elektrotechnischer Erzeugnisse und Bauelemente notwendig ist.

IEC 721-3-4 (Ausgabe 1987)

„Klassifikation von Umweltbedingungen; Teil 3: Klassen von Einflußgrößen; Ortsfester Einsatz, nicht wettergeschützt"
In dieser IEC-Publikation werden Umweltbedingungen festgelegt, denen elektrotechnische Erzeugnisse ausgesetzt sind, die ortsfest an nicht wettergeschützten Einsatzorten betrieben werden. Dazu gehören auch Einsatzorte auf dem Festland und auf dem Meer. Umweltbedingungen, denen Fahrzeuge (auch Schiffe) ausgesetzt sind, und die bei Unfällen (z. B. Brand und Kernstrahlung) auftreten können, sind nicht Bestandteil dieser Vorschrift.

IEC 364-5-53 (Ausgabe 1987)

„Elektrotechnische Anlagen von Gebäuden; Teil 5: Auswahl und Errichtung elektrischer Betriebsmittel; Kapitel 53: Schalt- und Steuergeräte"

Diese IEC-Norm enthält nachfolgende Änderungen mit den notwendigen Erläuterungen:
- Anwendung zusätzlicher Fehlerstrom(FI)-Schutzeinrichtungen
- Neutralleiter gilt nicht immer als ausreichender Schutz, deshalb der erweiterte Einsatz des FI-Schutzes als Empfehlung
- Einsatz des hilfsspannungsabhängigen FI-Schutzes und seine Einsatzbedingungen.

(wird fortgesetzt)

msr 8891 Ing. Ing. H. KLOUST, leitender wissenschaftlicher Mitarbeiter und Koordinierungsbeauftragter für Standardisierungsaufgaben der Automatisierungstechnik im ZFT des VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau Berlin

R. Wieland

LISP — eine Einführung für Automatisierungstechniker 4

2.2. Rekursive Funktionen

Rekursive Funktionsdefinitionen stellen in LISP eine der wichtigsten Programmiermethoden dar. Wenn auch nicht alle praktischen Probleme unter Nutzung der Rekursion gelöst werden können (Stacküberlauf, Zeitprobleme), so ist doch die Rekursion die eleganteste hinreichend effiziente Lösung eines Problems. Die besondere Bedeutung der Rekursion in LISP ergibt sich daraus, daß eine Liste als rekursive Datenstruktur aufgefaßt werden kann.

() die leere Liste ist eine Liste
(CONS obj liste) der CONS (siehe Abschn. 2.3.) aus einem Objekt und einer Liste ergibt wieder eine Liste

Beispiel: Eine Funktion member ist zu konstruieren, die feststellt, ob ein Element in einer Liste enthalten ist.

```
(DEFUN member (obj Liste)
       (COND ((NULL liste) NIL)
              (EQ obj (CAR liste)) T)
       (T     (member obj (CDR liste))) ))
```

1. Die Funktion member prüft zunächst, ob es sich um eine leere Liste handelt. Ist das der Fall, so ist das obj nicht enthalten, also NIL.
2. Ist das erste Element der Liste gleich dem obj, so T.
3. Sonst rufe member mit gleichem obj und der um das erste Element verkürzten Liste auf.

Die Funktion member gibt es in GC-LISP auch als implementierte Funktion.

Beispiel: Die Funktion append ist rekursiv zu definieren.

```
(DEFUN append (liste1 liste2)
   (COND ((NULL liste1) liste2)
      (T (CONS (CAR liste1) (append (CDR liste1) liste2))) ))
```

Mittels append soll an die Liste 1 die Liste 2 angehängt werden. Der einfachste Fall ist der, daß Liste 1 leer ist. Dann wird nämlich Liste 2 ausgegeben. Dieser Fall bildet die Abbruchbedingung der Rekursion.

(append ( ) '(a b c d)) ⇒ '(a b c d)

Falls Liste 1 nicht leer ist, so nimm das erste Element aus Liste 1 und stelle es an den Anfang von append der um das erste Element verkürzten Liste 1 und Liste 2. Damit ergibt sich beispielsweise folgende Aufrufstruktur:

```
1. (append '(1 2)    '(a b c d))
2.         (CONS 1 (append '(2) '(a b c d)))
3.                 (CONS 2 (append ( ) '(a b c d))).
```

3. reduziert sich zu:

(CONS 2 '(a b c d) ⇒ (2 a b c d),

das Ergebnis von 3. in 2. eingesetzt ergibt:

(CONS 1 '(2 a b c d)) ⇒ (1 2 a b c d).

Der Leser mache sich mit der rekursiven Denkweise gründlich vertraut, da diese Methode besonders bei Problemen aus der künstlichen Intelligenz eine große Bedeutung hat.

2.3. Schleifen und MAP-Funktionen

Neben der Möglichkeit der Organisation von Zyklen mittels der Rekursion gibt es in LISP explizite Schleifenanweisungen und außerdem noch sogenannte MAP-Funktionen. Die universellste Schleifenanweisung in LISP ist der DO-Makro (über das Makrokonzept wird noch gesprochen). Er hat folgende Form:

```
(DO ({(var [init [step]]}*) (end-test {end-form}*)
        (form1 ... formk)) ⇒ NIL/last-end-form
```

mit: {...}* : beliebig viele Variable können vereinbart werden bzw. beliebig viele „endformen" sind auswertbar.

In der DO-Schleife sind lokale Variable vereinbar. Diese Größen können initialisiert werden und werden bei jedem Schleifendurchlauf verändert. Der Rückgabewert ist in einer speziellen End-Form erzeugbar. Der Schleifenkörper, bestehend aus den LISP-Formen form1 ... formk, wird bei jedem Schleifendurchlauf ausgewertet. Als Abbruchkriterium dient ein spezieller Test, der end-test. Ergibt der end-test den Wert T, dann wird die Schleifenabarbeitung beendet und die End-Form wird ausgewertet.

Beispiele:

1. Berechnung der Fakultät x!

```
(DO ((i 1 (+ 1 i)) (fak 1)) ;i:=1 fak: =1
    ((> i x) fak)           ;if i > x, so gib fak aus
    (SETF fak (* fak i)))   ;fak:= fak * i
                            ; Bei jedem Schleifendurchlauf wird i um
                              1 erhöht
```

Eine einfachere Methode mit der DO-Schleife wäre:

```
(DO((fak 1 (* fak n))    ;fak:=fak*n ; n:=x
   (n x (1- n)))         ;1- steht für n:= n-1
   ((= n 0) fak))        ;bei n=0 Abbruch
```

2. Realisierung der reverse-Funktion, also dem „Umdrehen" einer Liste:

```
(DO ((l liste (CDR l)) (k NIL))
    ((NULL l) k)
     (PUSH (CAR l) k))
```

Hierbei wird das jeweils erste Element einer Liste an den Anfang einer als leere Liste initialisierten Liste k gesetzt. Bei jedem Schleifendurchlauf wird die Eingabeliste l um das erste Element verkürzt (CDR l). Dem Leser sei empfohlen, diese beiden Beispiele auch als rekursive Funktionen zu realisieren.

Neben der universellen DO-Schleife gibt es in LISP noch andere Schleifenanweisungen, z. B. die weniger universelle DOTIMES-Anweisung. Diese Anweisung erzeugt eine einfache Iteration über einer Sequenz von Integer-Werten.

```
(DOTIMES (var count /resultform/)
         (body))
```

Bei dieser Schleife wird als erstes count ausgewertet und muß eine Integer-Größe ergeben. Danach wird, von 0 beginnend, mit jedem Schleifendurchlauf die Variable var erhöht und gleichzeitig der body ausgewertet. Bei var = count — 1 endet die Schleife und gibt die ausgewertete Resultform zurück. Ein *Beispiel* zur Berechnung der Summe der natürlichen Zahlen von 0 ... 9 möge dies verdeutlichen:

```
(SETF x 0)
(DOTIMES (i 10 x)
         (SETF x (+ x i))) ⇒ 45
```

Auf die Darstellung weiterer Schleifenanweisungen soll an dieser Stelle verzichtet werden.

Eine für LISP typische Form der Schleifenorganisation stellen die sogenannten MAP-Funktionen dar. Als besonders wichtiger Vertreter aus dieser Gruppe von Anweisungen soll hier die Funktion MAPCAR ausgewählt werden. MAPCAR bewirkt die Anwendung

einer Funktion auf die Elemente einer Liste. Zurückgegeben wird die Liste der Funktionswerte.

Beispiel:

1. Es soll eine Liste von Quadratzahlen erzeugt werden. Dazu wird die oben definierte Funktion quadrat angewendet.

(MAPCAR #'quadrat '(1 2 3 4 5 6 7)) ⇒ (1 4 9 16 25 36 49)
kennzeichnet quadrat als Funktion

2. Zwei Listen natürlicher Zahlen sollen addiert werden.
(MAPCAR #'+ '(1 2 3 4) '(5 6 7 8)) ⇒ (6 8 10 12)

Die anderen MAP-Funktionen in LISP basieren auf einem ähnlichen Prinzip wie MAPCAR, unterscheiden sich aber in der Art der verwendeten Argumente und damit in der Art der Rückgabewerte. Dazu sei auf die Literatur verwiesen.

2.4. Weitere Datentypen

2.4.1. Felder

In den ersten Implementationen von LISP war der Datentyp ARRAY nicht vorgesehen. In dieser Zeit wurde LISP als Spezialsprache zur Symbolmanipulation betrachtet. Mit dem Ausbau von LISP zu einer modernen Universalsprache machte sich eine Erweiterung des Grundkonzeptes um Fähigkeiten zur Behandlung numerischer Probleme erforderlich. Aus diesem Grund wird im Common-LISP-Standard die Behandlung von Feldern einer Dimension > 7 gefordert. Bei Implementationen auf Personalcomputern stoßen derart große Felder auf Speicherplatzgrenzen. In GC-LISP wurden deshalb nur eindimensionale Felder zugelassen. Die Arbeit mit Matrizen muß sich also der Anwender über eine Indexberechnung selbst organisieren. Für die Definition eines Feldes gibt es folgende Anweisung:

(MAKE-ARRAY dim & KEY element-typ initial-element
initial-contents fill-pointer
leader-length named-structure-symbol)
⇒ vector

dim: pos. ganze Zahl = Länge des Feldes
element-type: T (default), String-char, (unsigned-byte 8)
initial-element: füllt den Vektor mit diesem Element
initial-contents: muß eine Liste von Werten sein, die dann den Inhalt des Feldes bilden
fill-pointer: pos. ganze Zahl < dim, realisiert einen Zeiger auf die Feldelemente
leader-length: pos. ganze Zahl
named-structure-symbol: Symbol → Das Feld wird als Struktur benutzt

Beispiele:

1.
(SETF x
(MAKE-ARRAY 10 : initial-element 0))
öffnet einen Vektor x der Dimension 10, dessen Elemente 0 gesetzt wurden.

2.
(SETF y
(MAKE-ARRAY 10 : initial-contents '(0 0 0 0 0 10 10 10 10 10)
: fill-pointer 0))
öffnet einen Vektor y der Dimension 10, dessen erste 5 Elemente mit 0, die restlichen mit 10 initialisiert wurden.
y hat einen Zeiger, der auf das 0. Element zeigt.
Der Zugriff auf Vektoren erfolgt über die Funktion AREF.

(AREF vector index) ⇒ vector[index]

Beispiele:

(AREF y 0) ⇒ 0
(AREF y 6) ⇒ 10

Mittels SETF können Feldelemente gesetzt werden.

(SETF (AREF x 0) 5)
(SETF (AREF x 1) 9)
(AREF x 0) ⇒ 5
(AREF x 1) ⇒ 9

(wird fortgesetzt)

F. Roß

PROLOG — eine Einführung für Automatisierungstechniker 4

3. Ablaufsteuerug

Wie im Abschnitt 2.4. angedeutet, wird eine Wissensbasis aktiviert, indem eine Anfrage an das PROLOG-System gestellt wird. Anschließend übernimmt ein Inferenzmechanismus (Schlußfolgerungskomponente) die Aufgabe, diese Anfrage anhand der Wissensbasis zu beantworten. Der Inferenzmechanismus basiert auf dem im Abschnitt 1. vorgestellten Resolventenprinzip und arbeitet prinzipiell rückwärtsverkettend. Das PROLOG-System betrachtet dabei die Anfrage als Hypothese und sucht in der Wissensbasis nach Regeln und Fakten, mit denen diese Hypothese bewiesen werden kann. Gelingt der Beweis, so antwortet das System mit „Yes" und, falls in der Anfrage Variablen enthalten waren, mit der Ausschrift dieser Variablen und deren Instanzierungen. Die Beweisführung wird nach der ersten gefundenen Lösung unterbrochen, kann aber durch die Eingabe eines Semikolons wieder aktiviert werden. Dadurch ist es möglich, alle Lösungen auf eine Anfrage zu generieren. Mißlingt der Hypothesenbeweis oder können keine weiteren Antworten gefunden werden, so antwortet das System mit „No". Anfragen über eine leere Wissensbasis haben somit generell die Antwort „No" zur Folge.

Beispiel:
Mit der Wissensbasis
funktionstüchtig(anlage_1).
funktionstüchtig(anlage_4).
wäre folgender Dialog möglich:
?—funktionstüchtig(X).
X = anlage_1
Yes ;
X = anlage_4
Yes ;
No

3.1. Mustervergleich und Unifikation

Zwei wesentliche Mechanismen bei der Lösungssuche eines PROLOG-Systems sind der Mustervergleich (pattern matching) und die Unifikation (unification). Bei der Auswahl der für die Lösung relevanten Regeln und Fakten werden die Strukturen der Regelköpfe, wobei die Fakten als Regeln ohne Prämissenteil betrachtet werden, mit den Strukturen des Regelkörpers der aktivierten Regel bzw. mit den Strukturen der Anfrage unter Berücksichtigung nicht-instanziierter Variablen verglichen (pattern matching), und nicht-instanziierte Variablen werden durch die entsprechenden Argumente der Vergleichsstrukturen gebunden (unification). Mit der Wissensbasis und Anfrage aus dem vorigen Abschnitt ergibt der Mustervergleich eine Übereinstimmung der Struktur der Anfrage mit den Strukturen der beiden Faktenklauseln. Der Unifikationsalgorithmus instanziiert die Variable X zum einen mit „anlage_1" und zum anderen mit „anlage_4" (die Systemantworten bestätigen das).

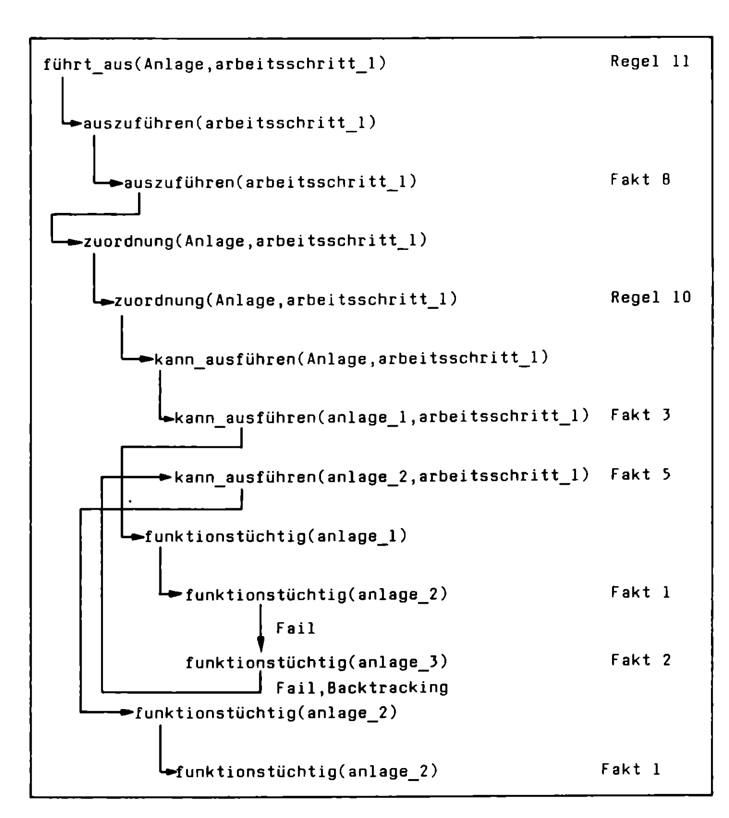


Bild 12. Backtracking

3.2. Backtracking

Ein weiteres Verfahren im Suchalgorithmus eines PROLOG-Systems gewährleistet, daß bei erfolgloser Suche in die Tiefe (Abarbeiten eines möglichen Suchweges bis zum Scheitern des Beweises einer Teilstruktur einer Regel) der Suchweg bis zur ersten möglichen Verzweigung zurückverfolgt und der nächste Suchweg generiert wird. Dieses Verfahren wird als Backtracking bezeichnet.
Ein Beispiel soll das Backtracking näher erläutern.

Folgende Wissensbasis wurde dem PROLOG-System vermittelt:

1) funktionstüchtig(anlage_2).
2) funktionstüchtig(anlage_3).

3) kann_ausführen(anlage_1,arbeitsschritt_1).
4) kann_ausführen(anlage_1,arbeitsschritt_2).
5) kann_ausführen(anlage_2,arbeitsschritt_1).
6) kann_ausführen(anlage_2,arbeitsschritt_2).
7) kann_ausführen(anlage_3,arbeitsschritt3).

8) auszuführen(arbeitsschritt_1).
9) auszuführen(arbeitsschritt_2).

10) zuordnen(Anlage,Arbeitsschritt):—
    kann_ausführen(Anlage,Arbeitsschritt),
    funktionstüchtig(Anlage).

11) führt_aus(Anlage,Arbeitsschritt):—
    auszuführen(Arbeitsschritt),
    zuordnung(Anlage,Arbeitsschritt).

Die Fakten (1 bis 9) stellen einen stark vereinfachten technologischen Prozeß dar, die beiden Regeln realisieren die Zuweisung einer Anlage zu einem Arbeitsschritt.
Möchte man z. B. wissen, welche Anlagen den Arbeitsschritt 1 ausführen können, so stellt man die Frage

?—führt_aus(X,arbeitsschritt_1).

Die vom System ausgeführten Inferenzschritte sind im Bild 12 dargestellt. Die Systemantwort lautet

X = anlage_2
Yes

Die Eingabe eines Semikolons würde die Suche einer zweiten Lösung bewirken. Zunächst versucht das System, eine weitere Klausel mit dem Kopf „funktionstüchtig(anlage_2)" zu finden. Da dies nicht möglich ist, erfolgt ein Backtracking zur Teilaussage „kann_ausführen(Anlage,arbeitsschritt_1)" der Regel 10. Auch hier ist keine weitere Lösung möglich, und somit scheitert der Beweis der Regel 10 und, da kein weiterer Klauselkopf „zuordnung(Anlage, arbeitsschritt_1)" gefunden werden kann, auch der der Teilaussage 2 der Regel 11. Es erfolgt ein Backtracking zur Teilaussage „auszuführen(arbeitsschritt_1)", deren erneuter Beweis ebenfalls scheitert. Letztendlich bleibt auch die Suche nach einem weiteren Klauselkopf „führt_aus(Anlage,arbeitsschritt_1)" erfolglos und das System antwortet mit „No".
Betrachtet man die Wissensbasis, so stellt man fest, daß die Lösungssuche scheitern muß, wenn ein Backtracking zur ersten Teilaussage der Regel 11 „auszuführen(arbeitsschritt_1)" erfolgte. Obwohl jeder Arbeitsschritt nur einmal in der Technologie vorkommt, untersucht das PROLOG-System konsequent alle vorhandenen Faktenklauseln „auszuführen(Arbeitsschritt)".
Es wäre nun sinnvoll, den Inferenzprozeß so zu steuern, daß nach einer erfolgreichen Abarbeitung der ersten Teilaussage der Regel 11 ein Backtracking zu dieser Teilaussage verhindert wird, da eine (weitere) Lösung von dieser Stelle aus nicht mehr möglich ist. Diese Beeinflussung der Ablaufsteuerung erlaubt der Cut-Operator.

3.3. Cut-Operator

Der Cut-Operator verhindert ein Backtracking zur links von ihm stehenden Aussage. Er wird dargestellt durch ein Ausrufungszeichen: „!".
Die Regel 11 aus Abschnitt 3.2. wird, um ein Backtracking zur ersten Teilaussage zu verhindern, wie folgt geändert:

```
führt_aus(Anlage,Arbeitsschritt):—
    auszuführen(Arbeitsschritt),
    !,
    zuordnung(Anlage,Arbeitsschritt).
```

Es gibt drei Fälle für den sinnvollen Einsatz des Cut-Operators:

a) Für die Lösung eines Teilzieles wurde die richtige Regel gefunden. Die obige Regel ist ein Beispiel dafür.
b) In Verbindung mit „fail" wird ein Mißlingen des Beweises erzwungen. „fail" ist ein eingebautes Prädikat (ein Prädikat, das nicht definiert werden muß, sondern vom PROLOG-System zur Verfügung gestellt wird) und ist in keinem Fall beweisbar. Diese Methode wird häufig angewendet, wenn eine negative Bedingung erfüllt wird. Als Beispiel soll der Test zweier Terme auf Ungleichheit mittels zweier Klauseln implementiert werden, da diese Testmöglichkeit nicht von allen PROLOG-Systemen zur Verfügung gestellt wird.

```
X \= Y :— X = Y,!,fail.
X \= Y.
```

c) Die einzige mögliche Lösung wurde gefunden, und es darf nicht weiter gesucht werden. Diese Methode wird angewendet, wenn Klauseln rekursiv „aufgerufen" werden, bis eine Abbruchbedingung, die gerade zur einzigen möglichen Lösung führt, erfüllt wird. Als Beispiel soll die Fakultätsberechnung in PROLOG-Klauseln umgesetzt werden.

```
fakultät(0,1):— !.        (Abbruchbedingung)
fakultät(X,Y):—
    X1 is X—1,
    fakultät (X1,Y1),
    Y is X * Y1.
```

Der Cut-Operator hat noch zwei nicht unwesentliche Nebeneffekte. Die Abarbeitung eines PROLOG-Programms wird häufig schneller, da Alternativregeln nicht berücksichtigt werden (siehe Regel 11 aus Abschnitt 3.2.). Weiterhin verringert das Setzen des Cut-Operators den Speicherbedarf des Programms, da Marken, die das Backtracking ermöglichen, nicht gesetzt werden müssen.

(wird fortgesetzt)

Standpunkt zur Aggregatautomatisierung des FA 10 „Projektierung von Automatisierungsanlagen“

1. Aggregat- und Anlagenautomatisierung

Die Vorfertigung von Aggregaten und Teilanlagen nimmt ständig zu, um den kostenintensiven Anlagenmontage- sowie den Prüf- und Inbetriebnahmeaufwand auf den Baustellen zu senken. Das betrifft insbesondere die maschinen- und verfahrenstechnischen Einrichtungen, erstreckt sich aber auch auf die zugehörigen Automatisierungseinrichtungen.
Die Werkstattvorfertigung weitet sich auf immer größere Aggregate und Teilanlagen aus.
Die vorgefertigten Aggregate und Teilanlagen verfügen bereits vielfach über bzw. erhalten in zunehmendem Maße eigene Automatisierungseinrichtungen. Letztere sind grundsätzlich so zu gestalten, daß sie zumindest den Funktionsumfang der Basisautomatisierung bei Inselbetrieb des Aggregates realisieren können. Insbesondere jene Einrichtungen der Aggregarautomatisierung, die mit Mikrorechnern ausgestattet sind, verfügen oftmals über Freiheitsgrade und Programmfreiräume für anwenderspezifische Anpassungen, vornehmlich im Sinne günstiger Möglichkeiten der Einbeziehung der Aggregatautomatisierung in die Anlagenautomatisierung. Das schließt eine übersichtliche, der jeweiligen Automatisierungsaufgabe angepaßte Gestaltung der Mensch-Anlagen-Kommunikation ein. Man muß somit für die Zukunft verstärkt davon ausgehen, daß in Automatisierungsanlagen mit zentraler Leittechnik Aggregatautomatisierung, die vom Aggregatehersteller mitgeliefert wird, einzugliedern ist (siehe das Bild).
Unter Aggregat soll im Sinne dieser Empfehlung eine maschinen- oder verfahrenstechnische Einheit verstanden werden, die weitgehend vorgefertigt und innerhalb einer technologischen Anlage eingesetzt wird. Unter Aggregatautomatisierung soll die Automatisierung von Aggregaten verstanden werden, wie sie vom Aggregatehersteller für das Betreiben des Aggregates vorgegeben wird. Aus automatisierungstechnischer Sicht unterscheidet sich die Aggregatautomatisierung grundsätzlich nicht von der Anlagenautomatisierung im prozeßnahen Bereich (siehe Bild). Sie bildet eine spezifische Teilmenge derselben. Ihre anteilige Bedeutung steht in engem Zusammenhang mit dem erreichbaren Wiederholgrad einer Lösung.

2. Zur Entwicklung der Aggregatautomatisierung und Anlagentechnik

Die Aggregatautomatisierung wird vom Aggregathersteller im Rahmen der Erzeugnisentwicklung unter den Gesichtspunkten der rationellen Herstellung und Einsetzbarkeit des Aggregats festgelegt. Die Aggregatentwicklung erfolgt im zeitlichen Vorlauf zur Anlagenprojektierung, so daß dem Aggregatentwickler die konkreten Einsatzbedingungen und das Umfeld eines Einsatzes in der speziell zu projektierenden Anlage nicht bekannt sind. Ein Zuschnitt auf bestimmte Anlagen kann also nicht bzw. nur in Sonderfällen erfolgen, wenn das Aggregat für einen bestimmten typischen Anlageneinsatz vorgesehen ist (Typenprojekt). Es treten unterschiedliche Lösungen und Instrumentierungen der Aggregatautomatisierung in Abhängigkeit vom Aggregat, dem Hersteller und dem Entwicklungsfortschritt auf, bei letzterem insbesondere in Abhängigkeit von der Entwicklung der Kleinsteuerungen und Mikrorechnersteuerungen (siehe Abschn. 3. bzw. 3.1.).
Dabei ist zu beachten, daß für die Entwicklung der Aggregatautomatisierung im wesentlichen zwei Wege beschritten werden:

- Entwicklung der Aggregatautomatisierung durch den Aggregathersteller und direkte Integration in das Aggregat
  Hierbei ist meist die Aggregatautomatisierung direkt auf das Erzeugnis zugeschnitten.
- Projektierende Entwicklung der Aggregatautomatisierung im Auftrag des Aggregatherstellers
  Dabei wird vorwiegend auf universelle Kleinautomatisierungssysteme zurückgegriffen und diese werden dann im Rahmen einer aggregatspezifischen Projektierung auf die Funktion des Aggregats und dessen speziellen Einsatz zugeschnitten. Es können mehrere Varianten auftreten.

Der erste Weg überwiegt. Grundsätzlich sind die internationale technische Entwicklung sowie die Industriekooperation zu berücksichtigen.
Ferner darf die Entwicklung der Aggregatautomatisierung nicht losgelöst von den Automatisierungssystemen der Anlagenautomatisierung erfolgen. Dabei sind diejenigen Automatisierungssysteme zu beachten, die seitens des Automatisierungsanlagenbaus während des Einsatzzeitraumes des Aggregates zur Anwendung gelangen. Dieser Zeitraum umfaßt trotz eines kürzer werdenden Generationswechsels bei den Automatisierungssystemen nach wie vor etwa 10 Jahre.
Diese Überlegungen betreffen insbesondere die Schnittstellen zwischen den Einrichtungen der Aggregatautomatisierung und der Anlagenautomatisierung. Es wird dabei nicht ausbleiben, daß die Aggregatehersteller ihre Lösungen zur Aggregatautomatisierung mit Varianten von unterschiedlichen Schnittstellen anbieten müssen, ohne daß es dabei zu einer unübersehbaren Vielfalt kommen darf.
Eine gleiche Haltung wird vom Automatisierungsanlagenbau bez. der gleichzeitigen Bereitstellung unterschiedlicher Anschlußmöglichkeiten gefordert.
Die inhaltliche Konzipierung der Aggregatautomatisierung muß in jedem Fall die aggregatinternen Meß-, Steuer-, Regel-, Überwachungs- und Prozeßsicherungsfunktionen im Umfang der Basisautomatisierung absichern. Dabei ist es von volkswirtschaftlicher Bedeutung, daß auch die in dieser Ebene erkennbaren weiterführenden Automatisierungsprobleme, wie optimale Fahrweise des Aggregats, abrechnungspflichtiges Bilanzieren von zu- und abgeführten Stoffen, Ausführung spezieller Havarie- und Anlaufschaltungen u. a., erfaßt und für den Automatisierungstechniker als Aufgabenstellung möglichst exakt formuliert werden.
Der Funktionsumfang der Basisautomatisierung ist schon deshalb zu sichern, weil es grundsätzlich nicht vertretbar ist, für einzelne Aggregate die Stabilisierung von Arbeitspunkten, die Vorgaben von Führungsgrößen u. a. in Handfahrweise zu erledigen.
Ob die über die Basisautomatisierung hinausführenden Automatisierungsfunktionen im Rahmen der Aggregatautomatisierung zu

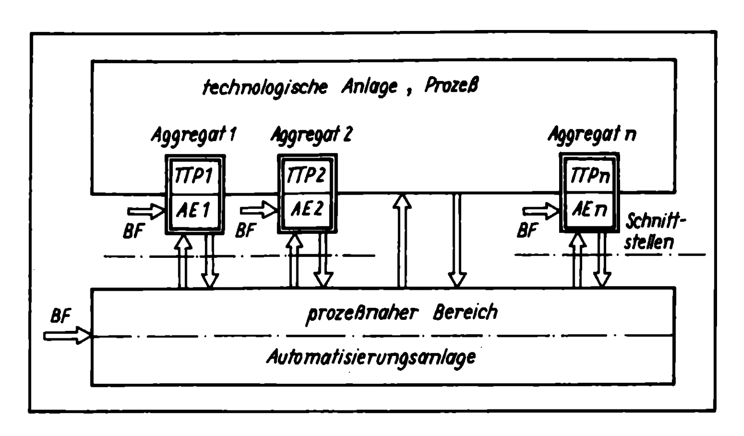


Bild. Prinzipschema einer automatisierten Anlage mit Aggregaten
BF Bedienfunktion (Mensch-Anlagen-Kommunikation), *TTP* Technologischer Teilprozeß, *AE* Automatisierungseinrichtung

lösen sind, ist objektspezifisch mit der Automatisierungskonzeption für die Anlagenautomatisierung zu entscheiden. Das Vorhandensein von Mikrorechner(MR)-Einrichtungen hat jedoch den grundsätzlichen Vorteil, daß zumindest im Rahmen der Aggregatautomatisierung an Vorläufern und Einzelobjekten seitens der Anwender wichtige Vorarbeiten auch für diejenigen Automatisierungsaufgaben geleistet werden können und müssen, die über den Funktionsumfang der Basisautomatisierung hinausgehen.

Selbstverständlich sind die erforderlichen Automatisierungsfunktionen im Zusammenhang mit der Bedienung eines Aggregates eindeutig festzulegen. Hierzu gehört die Fragestellung, ob eine Bedienung von zentraler Stelle der Anlagenautomatisierung ausreichend ist oder ob für Inbetriebnahme, Wartung sowie für Havariefälle bzw. bei (zeitweiligem) Inselbetrieb eine Vor-Ort-Bedienung erforderlich wird. Die Abgrenzungen zwischen zentraler und Vor-Ort-Bedienung sind festzulegen. Insbesondere bei Automatisierungssystemen mit verteilten Mikrorechnern kommt der Bedienkonzeption im Rahmen der Automatisierungskonzeption für die Anlagenautomatisierung eine besondere Bedeutung zu.

Weitere Einzelfragen dabei sind:

- Sperren von Vor-Ort- und Fernbedienungen
- Festlegung der Anzeigen, wobei auch Vor-Ort-Anzeigen als Informationen für den Anlagenfahrer zu berücksichtigen sind.
- Realisierbarkeit von Diagnosefunktionen sowohl für den maschinentechnischen Zustand als auch für das verfahrenstechnische Verhalten des Aggregates im Rahmen der Aggregatautomatisierung.

Mit dem verstärkten Einsatz und dem anhaltenden Fortschritt der digitalen Prozeßleitsysteme mit serieller Datenübertragung (häufig als Bussysteme bezeichnet) prägt sich die Funktionsteilung zwischen Aggregatebene und Prozeßleitebene stärker aus. So ist es häufig der Fall, die Handbedienung der an derartige Systeme angeschlossenen MR-Automatisierungseinrichtungen der Aggregatautomatisierung auf die Inbetriebnahme und Reparatur zu beschränken. Dabei sind auch Lösungen zu beachten, bei denen die Zuverlässigkeit durch Redundanz kompletter Aggregate gesichert wird.

Unter Beachtung des weiter oben aufgeführten Funktionsumfangs der Basisautomatisierung in der Ebene der Aggregatautomatisierung läßt sich der Aufgabenumfang der Prozeßleitebene grundsätzlich wie folgt umreißen:

- Für jeden Anwendungsfall ist die Mensch-Anlagen-Kommunikation für die Funktion der Basisautomatisierung soweit als möglich in der Prozeßleitebene zusammenzufassen, d. h. Wegfall bzw. Unterordnung der Handbedienung in der Ebene der Aggregatautomatisierung. Bei grundsätzlicher Verwendung einer Gerätetechnik auf Basis von Monitor und Tastatur gehören hierzu:
  - Meßwert-, Sollwert-, Schwellwert-, Binärwertdarbietung; Abbildung von Kommunikationsstellen und Datenpunkten
  - Hand-, Sollwert-, Schwellwertfernverstellung; Manipulation von Kommunikationsstellen und Datenpunkten
- Erhöhung des Komforts der Mensch-Anlagen-Kommunikation durch
  - Erweiterung der Informationsdarbietung in Richtung einer mehr aggregat-, technologie- bzw. signalorientierten Darstellungsweise als Weiterentwicklung der Informationsdarbietung auf der Grundlage von MSR-Stellen
  - Vergrößerung des Textanteiles
  - Langzeitprotokolle, -kurven
  - Datenverdichtung und Kennwertermittlung zur operativen Unterstützung des Bedienpersonals
  - Rückdokumentation
- Erweiterung des Umfangs der Standardfunktionen bei speziellen Automatisierungsaufgaben, in der Regel über die Standardsoftware hinausgehend (z. B. Aufgaben für Optimierung und Bilanzierung).

Aufgrund des Trends einer steigenden Aufgabenzuordnung zur Prozeßleitebene (insbesondere im Sinne der Verbesserung der Mensch-Anlagen-Kommunikation) bedarf die Forderung von Aggregateherstellern nach einer verstärkten Zuordnung der Mensch-Anlagen-Kommunikation zu den MR-Einrichtungen der Aggregateautomatisierung heute bereits auch bei kleineren Automatisierungsvorhaben einer Bewertung anhand der konkreten Bedingungen der einzelnen Automatisierungsobjekte (s. auch Abschn. 3.3.).

3. Anwendungsgesichtspunkte

Neben der Werkstattmontage von Aggregaten haben folgende Gesichtspunkte, die aus der Weiterentwicklung der Automatisierungstechnik abgeleitet wurden, Einfluß auf die Anwendung der Aggregatautomatisierung.

3.1. MR-Aggregatautomatisierungseinheiten

Es steht ein breites Sortiment von MR-Automatisierungseinrichtungen für die Aggregatautomatisierung bei einem relativ günstigen Preis-/Leistungsverhältnis zur Verfügung. Wichtige Kennzeichen der Leistungsfähigkeit sind:

- Anzahl der anschließbaren Prozeßsignale
- Schnittstellen zur Einbeziehung in Kommunikationsnetze, speziell zum Anschluß an Feldbus- und/oder Prozeßbussysteme
- Eignung für eine Vor-Ort-Installation am Aggregat bzw. Einbau in das Aggregat
- Spezielle Anpassung an die Bearbeitung aggregatspezifischer Automatisierungsfunktionen
- Sicherung einer einfachen, auch bei Inselbetrieb funktionsgerechten Mensch-Anlagen-Kommunikation.

Beispiele für typische gerätetechnische Ausführungsformen mit zum Teil sehr unterschiedlichen Einsatzschwerpunkten sind: Mikrorechnerregler, freiprogrammierbare Steuerungen, MR-Basiseinheiten, MR-Unterstationen, MR-Vor-Ort-Stationen, buskoppelbare Meß- und Stelleinrichtungen.

3.2. Kommunikationssysteme (Bussysteme) für die Prozeßleittechnik und die Prozeßautomatisierung

Hierbei gewinnt die Feldbustechnik in Anlehnung an die Vornorm DIN V 19 245, Teil 1 (Profibus) mit der genormten Schnittstellte RS 485 aus Sicht der Aggregatautomatisierung zunehmend an Bedeutung. Gegenwärtig haben bereits die Schnittstellen IFSS (TTY) und V24 (RS 232 C) eine größere praktische Relevanz.

Andererseits gibt es auch vielfältige Beispiele für den Anschluß von MR-Automatisierungseinrichtungen der Aggregatautomatisierung an systemeigene Kommunikationssysteme mit Prozeßbuscharakter.

3.3. Neue Lösungen der Prozeßleittechnik

Derartige Lösungen ergeben sich vielfach aus der Einbeziehung der Personalcomputer in die Leittechnik von Automatisierungslösungen. Das betrifft sowohl die bereits eingeführten digitalen Prozeßleitsysteme für die Prozeßautomatisierung (siehe Abschn. 3.4.) als auch neue Lösungen für die Prozeßleittechnik im Zusammenhang mit der Fertigungs- und Produktionsautomatisierung.

Hiermit wird zunehmend auch bei kleineren Objekten ein Bildschirmeinsatz auch für das Bedienpersonal vor Ort in rationeller Form technisch möglich. Damit lassen sich die Automatisierungsfunktionen der Prozeßleitebene gemäß Abschn. 2. verstärkt für Probleme der Aggregatautomatisierung nutzbar machen.

3.4. Digitale Prozeßleitsysteme

Derartige Systeme verfügen derzeitig in der Regel über einen systemeigenen Prozeßbus. Der Anschluß der Einrichtungen der Aggregatautomatisierung ist auch in Zukunft insbesondere unter dem Aspekt der spezifischen Einsatzlinien des Prozeßleitsystems zu sichern. Im nationalen Rahmen existieren derartige Automatisierungssysteme mit entsprechender Niveaustufung für Einsatzlinien, wie Verfahrenstechnik/Chemie, Kraftwerksautomatisierung, Gebäudeautomatisierung.

4. Auswirkungen auf die Projektierung von Automatisierungsanlagen und Schlußfolgerungen

Die Einbeziehung von Aggregatautomatisierungseinrichtungen in die Anlagenautomatisierung bereitet bei der Ausführung in konventioneller Technik mit Signalübergaben in Form von Einzelsignalübertragung wenig Probleme. Mit dem Eindringen der Mikro-

rechner in die Aggregatautomatisierung erfolgt auch in der prozeßnahen Ebene ein Zurückdrängen der Einzelsignalübertragung. Eine rationelle Signalübertragung über serielle Feld- bzw. Prozeßbusse erfordert abgestimmte Schnittstellenbedingungen seitens der Aggregat- und Anlagenautomatisierung. Dabei sind auch die Schnittstellen zu den Peripheriegeräten der Datenverarbeitung, wie Monitor, Tastatur, Drucker, Massenspeicher, zu beachten.

Ein zweites Problem liegt in der Programmierung von speziellen Anpassungen und Funktionserweiterungen, die auf Programmfreiräumen der Aggregatautomatisierung implementiert werden. Die Aufgabenstellung für diese Programmteile werden vom Anlagenprojektanten während der Projektphase erarbeitet.

Für die Programmierung dieser Programmteile sind zwei Wege möglich:

- Programmierung beim Aggregathersteller nach Aufgabenstellung des Anlagenprojektanten
  Das erfordert, daß beim Aggregathersteller Programmierstellen eingerichtet werden, die als Auftragsleistung diese Programme erarbeiten, und zwar während der gesamten Projektfreigabe des Aggregates.
- Programmierung beim Projektanten der Automatisierungsanlage
  Das erfordert, daß der Aggregathersteller eindeutige Programmiervorschriften und Entwicklungshilfsmittel für die Erarbeitung von Zusatzprogrammen zur Verfügung stellen muß, die auch den nötigen Einblick in Aufbau und Strukturierung der Automatisierungseinrichtung des Aggregates geben. Ist das nicht möglich, so kann nur der erstgenannte Weg beschritten werden.

Zusammenfassung

Bei der Entwicklung der Aggregatautomatisierung sollte die Eingliederbarkeit in ein Leitkonzept von vornherein gesichert werden. Zumindest muß eine Schnittstellenkonzeption berücksichtigt werden. Eine dominierende Rolle spielen die Feldbuskonzepte. Dazu hat der FA 6 „Automatisierungssysteme" der WGMA Empfehlungen erarbeitet, über die demnächst in dieser Rubrik berichtet werden wird.

msr 9029 Dipl.-Ing. W. GROSSMANN, VEB Kombinat ILKA Luft- u. Kältetechnik, Stammbetrieb für Forschung und Technik, und Dr.-Ing. H.-H. EHLERT, ZFT im VEB Elektroprojekt und Anlagenbau, Stammbetrieb des Kombinates Automatisierungsanlagenbau

Tagungen und Kolloquien

14. Leipziger Automatisierungskolloquium (LAK) — „Sensorik und Aktorik in Automatisierungsanlagen"

Seit einer Reihe von Jahren führt der Bezirksvorstand Leipzig in der KDT thematische Automatisierungskolloquien durch. Hauptträger dieser wissenschaftlichen Veranstaltungen sind neben der Technischen Hochschule Leipzig die Industriepartner VEB Chemieanlagenbaukombinat Leipzig/Grimma, VEB Geräte- und Reglerwerk Leipzig und Institut für Energetik/Betrieb des VE Kombinat Kernkraftwerke „Bruno Leuschner". Zielsetzung ist es, mit diesen Kolloquien zur Umsetzung der Schlüsseltechnologie Automatisierung aktiv beizutragen.

Das 14. LAK am 19. Mai 1988 widmete sich unter Leitung von Prof. Dr. sc. techn. W. RICHTER/WGMA-Vorsitzender speziell den Fragen der Sensorik und Aktorik. Diese Techniken sind bekanntlich unbedingt erforderlich, um die Kopplung beispielsweise zwischen Mikrorechnern und den jeweiligen Automatisierungsobjekten der unterschiedlichen Anwender herzustellen.

Vorgestellt wurde ein neuartiger, patentierter Durchflußsensor für Flüssigkeiten in Rohrleitungen mit großem Durchmesser, der zum praktischen Einsatz in der verfahrenstechnischen Industrie, in energiewirtschaftlichen Einrichtungen, in der Wasserwirtschaft, im Kommunalbereich usw. ausgelegt ist. Durch Nutzung eines doppelten Meßsignals aus Staudruck und Unterdruck erhält man einen relativ genauen und robusten Meßwertgeber, dessen Signal einem Differenzdruckmeßumformer zugeführt wird. Er ist zugleich in seiner Masse gegenüber herkömmlichen Blenden reduziert. Die Vortragenden H. GENA/Leuna und H. DIETRICH/VEB Leuna-Werke konnten für diese Durchflußsonde weitere Vorteile, wie vereinfachte Instandhaltung durch flanschlosen Einbau von einer Seite, Baukosteneinsparung sowie Energieeinsparung im laufenden Betrieb durch kleinen Druckverlust bei insgesamt akzeptabler ökonomischer Rückflußdauer, nachweisen. Prinzipiell ist auch die Messung von Dämpfen und Gasen möglich, wofür jedoch noch weitere Untersuchungen erfolgen müssen.

Die Leistungsfähigkeit von Sensoren läßt sich generell beträchtlich steigern, indem diese mit Mikrorechnern kombiniert werden. Derartige intelligente Sensortechnik behandelten T. GREINER/VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow und G. VOGLER/TH Leipzig am Beispiel eines Silizium-Drucksensors. Durch Nutzung eines Einchipmikrorechners wird neben der Gewinnung des eigentlichen Meßsignals eine bedeutende Erweiterung des Funktionsumfangs erzielt. Hierzu zählen neben der Genauigkeitserhöhung besonders auch Zuverlässigkeitsvorteile durch Eigendiagnose sowie die große Flexibilität mit bequemer Meßbereichsänderung. Derartige Sensortechnik markiert bekanntlich eine neue Generation für die zukünftige Meßtechnik. Sie eröffnet zugleich die Möglichkeit, neben dem analogen Ausgang auch ein bitserielles Digitalsignal abzugeben und somit eine direkte Buskopplung zu intelligenten Stell- und Leiteinrichtungen herzustellen.

Diese letztgenannte Möglichkeit bildete zugleich den Anknüpfungspunkt für zwei Beiträge über intelligente und buskoppelbare Funktionseinheiten, die als weitere Komponenten zukünftiger Automatisierungssysteme anzusehen sind.

Die von H. BLUM/Institut für Energetik, A. BRAUNER/VEB Kombinat Landmaschinen, Automatisierungstechnik Leipzig und W. KRIESEL/TH Leipzig dargelegten Vorlaufforschungen zu intelligenten Stelleinrichtungen machten deutlich, daß derartige Geräte neben der bekannten Stellfunktion mit Positionierung zugleich die Verarbeitungsfunktionen von Reglern und speicherprogrammierbaren Steuerungen übernehmen können. Hinzu kommt als erweiterter Funktionsumfang der gesamte Bereich sog. Eigenfunktionen, zu dem Eigendiagnose und ggf. Therapiesteuerung sowie die dezentrale Feldbussteuerung gehören. Die benötigten Anwenderfunktionen werden durch Konfigurierung und Parametrierung der funktionsorientierten Softwaremodule aus einer vorhandenen Modulbibliothek flexibel festgelegt. Hierzu gehören neben üblichen Regelalgorithmen auch die digitale Positionierung, nichtlineare Kennlinien sowie Hysteresekompensation, Ansteuerung von Mehrmotorenstellantrieben u. a. Durch Einbeziehung von speicherprogrammierbaren Binärsteuerungen läßt sich die bislang übliche Trennung zwischen Regelung und SPS weitgehend aufheben. Als Hardwarebasis für durchgeführte Untersuchungen und Erstanwendungen dienen Module für Prozeßkopplung und Verarbeitung mit Einchipmikrorechnern (Typ U 884), die weigehend universell ausgelegt sind und auch eine Feldbuskopplung gestatten.

msr 8939 W. KRIESEL



Bild 1. Die Astrohalle in Houston/Texas (USA) als Ausstellungs- und Tagungsort des XI. IMEKO-Weltkongresses

XI. IMEKO-Weltkongreß, Teil 1

Vom 16. bis 21. Oktober 1988 fand in der Astrohalle (Bild 1) in Houston/Texas (USA) der XI. Weltkongreß der Internationalen Meßtechnischen Konföderation (IMEKO) statt. Er stand unter dem Motto: „Meßtechnik für das 21. Jahrhundert."
Gemeinsam mit dem IMEKO-Weltkongreß wurde von der Instrument Society of America (ISA) die 43. Konferenz und Ausstellung ISA/88 durchgeführt. Die ISA ist die amerikanische Mitgliedsorganisation der IMEKO. Die IMEKO hat gegenwärtig 30 Mitgliedsländer, die mehr als 75% der Weltbevölkerung repräsentieren.
Die offiziellen Zahlen sagen aus:
IMEKO und ISA hatten gemeinsam über 25000 Besucher. Davon kamen 600 registrierte Teilnehmer für IMEKO aus Übersee. Es gab etwa 200 Vorträge und 150 Posterrepräsentationen in bis zu 5 Parallelsitzungen. Dazu kamen 10 Rundtischgespräche. Mehr als 600 Aussteller warteten mit modernsten Geräten für die Prozeßmeßtechnik auf. Eine mehrtägige Exkursion führte in das National Institute of Standards and Technology NIST (ehemals NBS) in Washington D.C.
Die Kongreßmaterialien umfassen:

- Plenaries, Invited Papers, Computers and Intelligent Systems (388 Seiten)
- Sensors (830 Seiten)
- Metrology (585 Seiten)
- Application (660 Seiten)
- Theory, Simulation, Calibration, Testing, Education (584 Seiten).

Erkennbare Entwicklungslinien:

- dominanter Einsatz der modernen rechnergestützten Meßtechnik mit dem Ziel der industriellen Qualitätssicherung
- massive Vereinheitlichung der angewendeten Rechentechnik (IBM-PC und Kompatible), der Betriebssysteme (MS-DOS sowie UNIX und Kompatible) und der Schnittstellen (RS 232 C sowie IEC 625 und Kompatible)
- neue Strategie bei der Einordnung der Programmtechnik in die Lösung von Meßaufgaben (The Software is the Instrument!)
- breite Akzeptanz der Forderungen nach Verknüpfung von rechnergestützten Arbeitsstationen in systemoffenen Rechnernetzen LAN (Put Your Process on the MAP!)
- gedämpfter Optimismus bei der schnellen, breiten, zuverlässigen und billigen Einführung von intelligenten Sensoren, Mikrosensoren, Expertensystemen und künstlicher Intelligenz.

Die auf den IMEKO-Weltkongressen 1979 (Moskau), 1982 (Berlin/West), 1985 (Prag) herausgearbeitete Generallinie der weiteren Entwicklung der Meßtechnik hat sich voll bestätigt und läßt sich in die nächsten Jahre extrapolieren.
Absoluter Schwerpunkt ist die breite Entwicklung und Anwendung von intelligenter Qualitätsmeßtechnik INQUAMESS (Intelligent Quality Measurements) mit den Zielstellungen:

- Befriedigung von Kundenwünschen
- Erhöhung von Flexibilität
- Senkung von Herstellungskosten
- Gewährleistung von Sicherheit
- Einsparung von Ressourcen
- Schutz der Umwelt
- Verbesserung der Wettbewerbsfähigkeit
- Humanisierung der Arbeit.

Leistungsstarke Indutrieproduktion der Gegenwart und Zukunft wird durch die Verknüpfung von

- bewährten ökonomischen Standardtechnologien mit differenzierten Hochtechnologien
- massiven stofflichen, energetischen und informatischen Strömen mit Expertenwissen
- intelligenten Investitionsgütern mit motivierten und kompetenten Arbeitskräften

bestimmt.
Überdurchschnittlicher Erkenntnisfortschritt und Produktivitätsgewinn wird bei der flexiblen Automatisierung diskontinuierlicher, dezentralisierter, rechnerverbundener Fertigungsprozesse erwartet.
Warenüberfluß und Angebotswettbewerb bleiben bestimmende Markterscheinungen. Technische Güter werden immer weniger durch technischen Verschleiß, sondern immer mehr durch moralischen Verschleiß ausgesondert. Qualität, die definiert, produziert, überprüft, bestätigt, garantiert, reproduziert und eingeklagt werden kann, wird zum wichtigsten Handelsargument.
Meßtechnik und Qualitätssicherung schaffen die Bedingungen, daß Qualität definiert, produziert, überprüft, bestätigt, garantiert, reproduziert und eingeklagt werden kann. Meßtechnik ist deshalb Schlüsselglied jeder modernen Qualitätssicherung und wird selbst zur Schlüsseltechnologie.
Die Qualitätspolitik verschiebt sich in hochentwickelten Industrieländern aus ökonomischen Gründen von der sortierenden Qualitätskontrolle zur steuernden Qualitätssicherung. Leitung, Planung und Stimulierung der Qualitätsentwicklung werden aus ökonomischen Gründen zunehmend auf die fehlerfreie Arbeit (Nullfehlerproduktion, zero defect production) konzentriert.
Diese Strategie

- ermöglicht kontinuierliches Produktionswachstum und Erhöhung der Gebrauchswerteigenschaften von Erzeugnissen bei gleichzeitig sinkendem Produktionsverbrauch durch abnehmenden Material-, Energie- und Informationsverbrauch
- verbessert die marktseitigen Wettbewerbschancen durch höhere Qualität bei

einem internationalen Überangebot gleichartiger Erzeugnisse.

Die intelligente Qualitätsmeßtechnik INQUAMESS basiert als moderne Schlüsseltechnologie

- inhaltlich auf theoretischen Erkenntnissen und praktischen Erfahrungen der Natur-, Technik- und Gesellschaftswissenschaften für die Beherrschung der industrialisierten, technikintensiven Forschung und forschungsintensivierten industriellen Produktion
- gerätetechnisch auf modernen Meß- und Informationsgeräten einschließlich rechentechnischer Gerätetechnik
- programmtechnisch auf personenunabhängiger eindeutiger Beschreibung von Meß-, Prüf- und Qualitätssicherungsprozessen einschließlich rechentechnischer Programmtechnik
- organisatorisch auf dem staatlichen und betrieblichen Meßwesen, der Standardisierung und Qualitätssicherung.

Hauptursachen für die dynamische Entwicklung der intelligenten Qualitätsmeßtechnik sind:

- wachsende Qualitätsanforderungen und Qualitätsangebote auf dem internationalen Markt
- zunehmende Produktionskosten durch Verteuerung von Rohstoffen, Energie und Arbeitskräften
- schnelle Ausdehnung objektivierter Prüfmöglichkeiten für formal und verbal beschreibbare Qualitätsparameter mit Hilfe von intelligenten Meßgeräten und Expertensystemen
- progressiv abnehmende Kosten für Informationsverarbeitungstechnik durch Personalcomputer und Signalprozessoren
- bedeutende Erweiterung der konventionellen Meßtechnik durch neue Sensoren, neue Algorithmen und qualitativ neuartige intelligente Meßmittel.

Die neuen technischen und ökonomischen Parameter der Meßtechnik einerseits sowie massive technologische und kaufmännische Forderungen andererseits bewirken einen schnellen Wandel der Grundeinstellung zur Meßtechnik. Insbesondere von Lieferern von Meßmitteln wird erwartet, daß sie die Meßinformationsgewinnung und -verarbeitung als schlüsselfertige Systemkonzeption anbieten. Dazu gehören:

- zuverlässige gerätetechnische und programmtechnische Funktionsmodule
- algorithmische und technische Beherrschung einer hierarchischen Informationsverarbeitung in Rechnernetzen
- leistungsfähiges kompatibles Datenmanagement, das weit über den unmittelbaren Meßprozeß hinausgeht und sowohl den Forschungs- als auch den Produktionsprozeß rationell organisiert.

Kooperation und Standardisierung

1979 konzentrierten sich die Plenarvorträge auf Prinzipien der rechnergestützten Meßtechnik, auf den Einfluß von Mikroprozessoren auf die Meßtechnik, auf die Lasermeßtechnik und die Analysenmeßtechnik.
1982 stand die Sensortechnik im Vordergrund. Schwerpunkte waren intelligente Sensoren, Fasersensoren, Sensoren für technische Diagnostik und Umweltschutz sowie automatisierte visuelle Systeme.
1985 behandelten die Plenarvorträge insbesondere den Einfluß der Meßtechnik auf die flexibel automatisierte Produktion, auf die Robotertechnik der dritten Generation, auf den Umweltschutz sowie auf Zuverlässigkeit und Ökonomie.
1988 lauteten die *Plenarvorträge*:

- Die veränderte Rolle der Meßtechnik in der modernen Technik
- Intelligente Meßsysteme
- Neue optische Meßmethoden und ihre Anwendung in der Industrie
- Rechnergestützte Meßtechnik CAT und Qualitätssicherung CAQ in der rechnerintegrierten Fertigung CIM
- Intelligente Meßtechnik in der Medizin
- Optische Meßtechnik zur Lösung von Informationsproblemen der Menschheit
- Aus- und Weiterbildung von Ingenieuren und Wissenschaftlern auf dem Gebiet der Meß- und Gerätetechnik
- Technische Ausbildung in Mexiko
- Entwicklung der Metrologie in China.

H. Hellwig, NIST/USA begann den ersten Plenarvortrag mit der Bemerkung, daß konfrontativer Wettbewerb zwar üblich sei, aber Kooperation sei besser. Er stellte traditionelle und moderne Standpunkte gegenüber: reaktiv/proaktiv, Produkt/Prozeß, disziplinär/multidisziplinär, Abgrenzung/Teamarbeit, nicht hier erfunden/nationale und internationale Kooperation, off line/in situ, hinterher/rechtzeitig, letztendlich/frühzeitige wissenschaftliche Analyse, stichprobenartig/total, künstliche technikfreundliche Umwelt/natürliche technikfeindliche Umwelt, Beobachtung — offensichtlich/Erforschung — gesetzmäßig, makroskopisch — grob/mikroskopisch — fein, phänomenologisch/analytisch, Kalibrierung und Anschluß/interne Standards und Meßmethode.
Neue Verhaltensweisen würden insbesondere durch die schnelle Entwicklung von Wissenschaft und Technik in Breite und Tiefe herausgefordert. Stichworte sind: Neue Werkstoffe, Rechneranwendungen und softwarebetriebene Meßgeräte, Optoelektronik einschließlich Lasertechnik, künstliche Intelligenz mit adaptiven Meßgeräten, Echtzeitverarbeitung sowie Fehlerdiagnostik und Lokalisierung, fortgeschrittene Mikroelektronik mit miniaturisierten A/D-Wandlern, Biotechnologie, Medizintechnologie, Dünnschichttechnologie, flexible Automatisierung und neue heiße Supraleiter.
Der Vortrag von T. Pfeifer, RWTH Aachen/BRD über rechnergestützte Meßtechnik und Qualitätssicherung in der rechnerintegrierten Fertigung CIM zeigte mit großer Anschaulichkeit die zentrale Stellung der intelligenten Meßtechnik in der modernen industriellen Reproduktion. Interessant ist der historische Rückblick mit der Aussage, daß die Betrachtungsweisen sehr von den verfügbaren technischen Mitteln abhängen. Deshalb ist etwa folgende Entwicklung nachzuvollziehen:

- 20er Jahre: mechano-optische Meßmittel — Produktsortierung
- 30er Jahre: mechanische Rechner — statistische Methoden
- 40er Jahre: elektrische Meßmittel — Maschinendiagnose
- 50er Jahre: mechano-elektronische Meßmittel — Mehrstellenmeßtechnik
- 60er Jahre: Prozeßrechner — zentralisierte Prozeßkontrolle
- 70er Jahre: Mikrorechner — dezentralisierte Prozeßkontrolle
- 80er Jahre: Rechnernetze — aktive Fehlerverhütung.

Gegenwärtige Entwicklungen konzentrieren sich auf die Standardisierung von Schnittstellen für die transferable Darstellung von Qualitätsdaten in den unterschiedlichen Elementen des Qualitätszyklus sowie auf die Entwicklung eines Feldbussystems.
Zukünftige Entwicklungen von systemoffenen Schnittstellen, standardisierten Funktionsmodulen, Verknüpfung von Büro- und Produktionsautomatisierung sowie leistungsfähige und preiswerte Unterstützung der Wissensverarbeitung führen zu integrierten Qualitätssicherungssystemen CAQ (computer-aided quality assurance) unter Einbeziehung und intensiver Verknüpfung von CAD (computer-aided design), CAM (computer-aided manufacturing), CAT (computer-aided testing), SPC (statistical process control) und PPS (production process scheduling).
J. Sztipanovits, Vanderbilt University Nashville/USA gelang in seinem Vortrag „Intelligent Instrumentation in Medicine" eine überzeugende Herleitung des Gegenstandes der intelligenten Meßtechnik aus der historischen Analyse der Abstraktionsgrade, die für einzelne Entwicklungsetappen der Meßtechnik typisch sind. Die einzelnen Niveaus sind:

- Geräteebene — phänomenologische Gerätebeschreibung
- Systemebene — analytische Gerätebeschreibung
- Verarbeitungsebene — informatische Signalverarbeitung
- Wissensebene — Modellierung, Verknüpfung, Interpretation.

Z. Meng, Präsident der IMEKO für den Zeitraum von 1988 bis 1991, berichtete ausführlich über die Entwicklung der Meßtechnik in der VR China und zeigte anhand tadelloser Farbdias überraschend gut ausgerüstete Meßlabors in den chinesischen Staatsinstituten für Metrologie. Seit Jahren besteht ein Kooperationsverband China—USA—Japan, der die besondere Förderung der Meßtechnik in China aktiv betreibt.

Intelligente Meßsysteme

Die vorgetragenen Forschungsergebnisse und Anwendungserfahrungen zu intelligenten Meßsystemen zeichnen sich erwartungsgemäß durch eine sehr große Streubreite aus,

die von der verfügbaren Technik abhängt. Folgende Spitzenbeiträge mit Übersichtscharakter sind besonders hervorzuheben:

JOHNSON, M. R.: Single-chip microcomputers in dedicated applications. Preprints Vol. 1, pp. 25—33
Universelle Einchip-Mikrorechner, generelle Hardware-Kapazität, Speicherkapazität, Analog-Digital-Umwandlung, Chip-Technologie, digitale Signalprozessoren, Systementwicklung, Beispiele für Multitasking-Betrieb.

CARSON, E. R.; u. a.: Intelligent measurement: Developments in critical care medicine. Preprints Vol. 1, pp. 107—113
Intelligente Meßtechnik in der Medizin, Entwicklung einer Arbeitsstation für lebensgefährlich erkrankte Patienten, intelligente künstliche Beatmung, intelligente technische Interpretation von labortechnischen und klinischen Daten, Überwachung und Therapieempfehlungen.

BALDEWEG, F.; u. a.: AI-technique in process diagnostics. Preprints Vol. 1, pp. 235—247
Komplexität moderner technischer Systeme, Prozeßdiagnose mit hierarchischer Architektur, Mensch-Maschine-Kommunikation, Anwendungen in der Kernreaktortechnik.

KOHOUTEK, H. J.: Intelligent instrumentation: A quality challenge. Preprints Vol. 1, pp. 257—265.
Anforderungen an Echtzeitbetrieb, Einfluß des Entwicklungsstandes von Personalcomputer-Instrumenten, Schnittstellen und Rechnernetze, multidimensionale und multiparametrische Messungen, Flexibilität durch Software-Instrumentierung, neue Technologien, Qualitätseigenschften von normalen Meßgeräten, Qualitätseigenschaften von intelligenten Meßsystemen, Qualität von Wissen und ihr Einfluß auf die zukünftige Entwicklung der Meßtechnik, Ergebnisse laufender Forschungen und Anwendungen.

SHIRLEY, R. S.: Lessons learned applying expert systems to real-time processes. Preprints Vol. 1, pp. 375—387
Expertensysteme sind kein Allheilmittel, Expertensysteme haben nicht die Eigenschaften von menschlichen Experten, die Kosten für die Entwicklung von Expertensystemen fallen, die Industrie braucht ein breites Spektrum von Expertensystemen, Expertensysteme brauchen Daten insbesondere von intelligenten Meßsystemen, Software und Benutzer sind die Engstellen, Expertensysteme erfordern Qualitätssicherung, wissensbasierte Technik ist der Schlüssel zu neuen Fortschritten, Expertensysteme und statistische Prozeßsteuerung ergänzen einander, Vorsicht beim Übernehmen des Wissens von Experten.

Sensoren

Der aktuelle internationale Stand der Sensortechnik ist in den hochentwickelten Industrieländern gekennzeichnet durch:

— Bedarfsdeckung auf dem Gebiet der konventionellen Sensortechnik durch **Tausende** von spezialisierten Herstellern funktionell zuverlässiger und ökonomisch akzeptierter Sensoren für Forschung, Produktion, Konsumgüter und Dienstleistungen für alle Grundgrößen und abgeleiteten Größen mit unterschiedlichsten Meßbereichen, Genauigkeiten und speziellen Modifikationen für die günstigste Anwendung
— Suche nach neuen Sensoren, insbesondere unter Anwendung neuer und exotischer Technologien mit dem Ziel, eventuell die Anwendungsbereiche zu erweitern, die Genauigkeit zu erhöhen, die Arbeitsproduktivität bei der Sensorherstellung zu steigern und die Kosten zu senken
— Integration der Meßsignalvorverarbeitung in den Sensor, um die Leistungsfähigkeit zu steigern, die Querempfindlichkeit zu senken und eventuell auch die Kosten der gesamten Meßanordnung zu minimieren.

Übersichtsvorträge zu Stand und Entwicklungstendenzen der Sensortechnik wurden nicht gehalten. Das umfangreiche ausgedruckte Material enthält in den Preprints Vol. 2 auf 830 Seiten eine Fülle von attraktiven Informationen, die sich speziell an die Entwickler von neuen Sensoren oder an Fachleute richten, die an der Lösung von Sonderaufgaben interessiert sind.
Behandelt werden zahlreiche neue Halbleiter- und Faser-Sensoren für die Messung von Masse, Kraft, Massestrom, Volumenstrom, Länge, Feuchte, Temperatur, Schwingung, Beschleunigung usw. Sie basieren auf resistiven, kapazitiven, induktiven, voltaischen Prinzipien oder nutzen optische interferometrische, holografische, bildgebende oder sonstige Effekte aus. Spezielle Kapitel beschäftigen sich mit intelligenten Sensoren (Preprints Vol. 2, pp. 289—341) und Robotersensoren (Preprints Vol. 2, pp. 343—400).

Metrologie

Im dritten Band der Preprints hat der Veranstalter unter der Hauptüberschrift „Metrology" die Beiträge zusammengefaßt, die sich mit Meßaufgaben in metrologischen Staatsinstituten, mit Meßfehleranalysen, mit hochgenauen Messungen, mit der Schaffung von Meßnormalen, mit der Ermittlung von Stoffeigenschaften und mit der Darlegung neuer Meßmethoden beschäftigen. Das betrifft im einzelnen:

- *Optische Meßtechnik*, beispielsweise im Zusammenhang mit der Schaffung von optischen Ebenheitsnormalen, Messung von optischen Glaseigenschaften, Bestimmung kleiner Teilchenabmessungen, Refraktionsmessungen, interferometrischen Längenmessungen, hochgenauen Laser-Kraftmessungen, mehrdimensionalen Laser-Längenmessungen
- *Elektrische Meßtechnik*, beispielsweise im Zusammenhang mit der Schaffung von automatischen Kalibriersystemen, tragbarem Wechselspannungsnormal, Kalibrierung von faseroptischen Leistungsmessern, hochgenauen Spannungsteilern, absoluten Messungen der Verluste von Kapazitätsnormalen, thermischen AC-DC-Spannungskomparatoren, präzisen Spannungsnormalen
- *Elektromagnetische Meßtechnik*, beispielsweise Meßfehler bei der Energiemessung unter thyristorgesteuerter Belastung, elektronisch kompensierte Spannungsumformer, Parameterermittlung in Schaltungen, die mehrelementige Ersatzschaltungen haben, neue Trends bei der Beschreibung und Steuerung von elektrischen Maschinen, rechnergestützte elektromagnetische Fernerkundung
- *Kraft-, Masse- und Drucknormale einschließlich Messung parasitärer Komponenten* zur Erhöhung der Genauigkeit der nationalen Kraftnormale, Massenkomparatoren bis 5 t, verbesserte Methode zur Kalibrierung von Waagen, Kalibrierung von Endmaßen, Kalibrierung von Spannungs- und Stromumformern, neues Drucknormal, neue Härtebestimmung
- *Fertigungs- und Oberflächenmeßtechnik*, insbesondere neue Verfahren zur Zahnradmessung, neue Strategien zur Mehrkoordinatenmeßtechnik, ultra-schnelle hochauflösende optische Erfassung der Geometrie von Einzelteilen, Maßanschluß für Roboter und große Koordinatenmeßmaschinen, Messung der Strukturbreite von Mikrobildern, wie bei VLSI-Schaltkreisen, Analyse von Oberflächen mit holografischer Interferometrie, Oberflächenprüfung durch Bildkontrastvergleich, Oberflächenprüfung durch digitale Bildverarbeitung, dreidimensionale Untersuchung der Oberflächenstruktur.

Anwendungen

Band 4 der Preprints faßt auf 660 Seiten solche Beiträge zusammen, die sich direkt oder indirekt mit der Anwendung der Meßtechnik für die Qualitätssicherung beschäftigen. Schwerpunkte sind:

— Telefonkabelverbindungen in Meßsystemen
— spezielle Verfahren für die Rauschunterdrückung
— Anwendung von digitalen Signalprozessoren
— Optimierung des Verhältnisses Hardware/Software
— direkte Methoden zur Rekonstruktion von Meßsignalen
— mehrkanalige Meßdatenübertragung
— logarithmische Verarbeitung von zufälligen Meßwerten
— Zweidraht-Meßdaten-Erfassungssystem
— Bildverarbeitungssysteme
— Kompensatoren, digitale Verstärker und Autokalibratoren
— zerstörungsfreie Testverfahren
— portable Diagnosegeräte
— Meßtechnik für Umweltschutz und Biotechnologie
— Anwendung statistischer Verfahren in der Meßtechnik
— Anwendung von mikrorechnergestützten Meßsystemen
— Untersuchungen zur Lebensdauer von LCD-Displays.

(wird fortgesetzt)

4. Österreichischer Automatisierungstag

Das Senatsinstitut für „Aus- und Weiterbildung“ der Universität Linz, das Österreichische Produktivitäts- und Wirtschaftlichkeits-Zentrum (ÖPWZ), der österreichische IFAC-Beirat sowie die Abteilung Systemtechnik-Automatisierung der Universität Linz veranstalteten gemeinsam am Donnerstag, dem 20. Oktober 1988, im Museum „Industrielle Arbeitswelt“ in Steyr/Österreich die o. g. Veranstaltung.
Ziel dieses Automatisierungstages war es, den 150 Teilnehmern mit Hilfe von Kurzvorträgen Entwicklungstendenzen auf verschiedenen Teilgebieten der Automatisierungstechnik näher zu bringen. Daneben wurden aktuelle Informationen auf automatisierungstechnischem Gebiet vermittelt. Es wurde versucht, eine Brücke zwischen Industrie und Universitäten zu schlagen bzw. bestehende Kontakte zu vertiefen. Ausstellungen verschiedener Firmen gaben die Möglichkeit, während der Pausen neue Geräte zu besichtigen.
Das Museum „Industrielle Arbeitswelt“ in Steyr zeigt in einer Dauerausstellung die Entwicklung der Arbeitswelt vom Kleingewerbe bis zur modernen Fabrik sowie die sozialen Verhältnisse der Arbeiter im Wandel der Zeiten.
Es ist eine sehenswerte und lehrreiche Ausstellung, die einen Besuch lohnte. Das Museum „Industrielle Arbeitswelt“ versteht sich als ein Ort des Nachdenkens und will zur Bewältigung der technischen und menschlichen Probleme in der Arbeitswelt beitragen.
Am 10. August 1988 wurde bereits die Sonderausstellung „Die Roboter kommen — Automatisierungstechnik der Zukunft und Zukunft der Arbeit“ eröffnet. 15 Firmen der Hochtechnologie zeigten hier am praktischen Beispiel die Einsatzmöglichkeiten von Robotern, z. B. für automatisiertes Schweißen oder mit Besen und Schaufel im Küchendienst.
Die Vortragsveranstaltung 4. Österreichischer Automatisierungstag, von Prof. Dr. sc. P. Kopacek/Universität Linz organisiert, befaßte sich mit folgenden Themen:

- Entwicklung von Automatisierungssystemen
- Digitale Prozeßleitsysteme
- Künstliche Intelligenz in der Automatisierung
- Simulation komplexer Systeme
- CIM-Lösungen im Bereich der Montage
- Einsatz von Robotern in der Montage.

Unterstützt wurden die Vorträge durch Videos und direkte PC-Bildschirmdarstellungen auf der Leinwand oder durch Demonstration auf dem PC während des Vortrages.
Die DDR war an der gelungenen Veranstaltung durch einen Gastvortrag des Berichterstatters vertreten.

msr 9010 H. Fuchs

Interview

Interview mit Prof. P. Kopacek

Anläßlich eines Studienaufenthaltes in Österreich führte das Mitglied unseres Redaktionsbeirates, Prof. Dr. sc. techn. Hans Fuchs, das folgende Gespräch mit Prof. Dr. techn. Peter Kopacek/Linz.

Prof. Fuchs:

Herr Prof. Kopacek, Sie haben sich durch nationale und internationale Aktivitäten auf dem Gebiete der Automatisierungstechnik einen Namen gemacht. Trotzdem sollten Sie sich den Lesern der msr kurz vorstellen.

Prof. Kopacek:

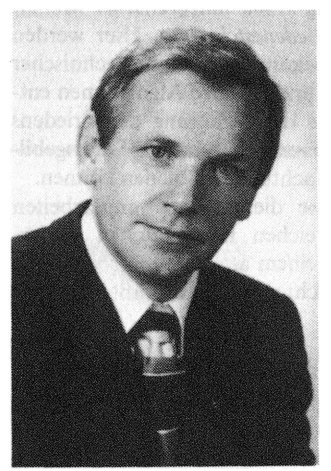
Zunächst bin ich Ordinarius, Leiter der Abteilung Systemtechnik — Automatisierung am Institut für Systemwissenschaften der Johannes-Kepler-Universität Linz und Dozent für Steuerungs- und Regelungstechnik am Institut für Wasserkraftmaschinen und Pumpen an der Technischen Universität Wien.
Außerdem arbeite ich in einer Reihe nationaler (z. B. Leiter der Arbeitsgruppe „Technische Fragen“ des Projektteams „Aus- und Weiterbildungskonzept Automatisierungstechnik“ beim Bundesministerium für Wissenschaft und Forschung und Wissenschaftlicher Leiter der „Landesakademie Niederösterreich“) und internationaler Organisationen mit, die nicht direkt mit meiner Haupttätigkeit gekoppelt sind. Aus meiner recht umfangreichen Tätigkeit in der IFAC möchte ich nur anführen, daß ich Schriftführer in der österreichischen NMO der IFAC und Generalsekretär des IFAC-Beirates Österreich sowie Vertreter meines Landes in mehreren Technischen Komitees der IFAC bin. Im Zusammenhang mit diesen Funktionen war ich auch Vorsitzender des Internationalen Programmkomitees des IFAC-Symposiums „Theory of Robots“ im Dezember 1986 in Wien sowie Vorsitzender von Nationalen Organisationskomitees mehrerer IFAC-Workshops und -Symposien.

Prof. Fuchs:

Ihre Berufung nach Linz erfolgte erst vor zwei Jahren. Welche Gründe führten zur Bildung und zum Aufbau der Abteilung Systemtechnik — Automatisierung?

Prof. Kopacek:

Die Abteilung Systemtechnik — Automatisierung des Instituts für Systemwissenschaften wurde nach langjährigen Bemühungen endgültig am 1. April 1986 installiert. Die Abteilung sieht als ihre Hauptaufgabe, eine Brücke zwischen Universität und Industrie auf den Gebieten der System- und Automatisierungstechnik herzustellen. Sie ist für den Studienschwerpunkt „Automatisierungstechnik“ in der Studienrichrung Informatik verantwortlich.



Prof. Fuchs:

Wie ordnet sich Ihre Abteilung innerhalb der Johannes-Kepler-Universität Linz ein?

Prof. Kopacek:

An unserer Universität studieren derzeit 13887 Studenten, davon entfallen auf die Rechtswissenschaftliche Fakultät 2091, auf die Sozial- und Wirtschaftswissenschaftliche Fakultät 8539 und auf die Technisch-Naturwissenschaftliche Fakultät, der das Institut für Systemwissenschaften angehört, 3257. Dabei hat üblicherweise jeder der 996 Informatik-Studenten Prüfungen an unserem Institut abzulegen. Etwa 70 bis 80 Studenten jährlich interessieren sich speziell für das Fachgebiet Systemtechnik — Automatisierung. Für die dabei zu lösenden umfangreichen Aufgaben verfüge ich nur über

3 hauptamtlich und einige nebenamtlich tätige Mitarbeiter.

Prof. FUCHS:

Wo liegen Ihre Forschungsschwerpunkte?

Prof. KOPACEK:

Aus den Ausbildungsaufgaben der Abteilung ergeben sich zwangsweise die Forschungsschwerpunkte, die im wesentlichen drei Gebieten zugeordnet werden können:

1. *Anwendung von Mikrorechnern in der Automatisierungstechnik*: Bedingt durch die spektakulären Fortschritte der Mikroelektronik dringen in zunehmendem Maße Mikrorechner in die Automatisierungstechnik ein. Dies geschieht in Form von speicherprogrammierbaren Steuerungen (SPS), Mikrorechnerreglern, Prozeßleitsystemen usw. Mit diesen Einrichtungen können fortgeschrittene Regelalgorithmen, beispielsweise adaptive Regelgesetze, verwirklicht werden.
2. *Rechnergestützte Fertigung und Konstruktion (CIM)*: Neben rechnergestützter Konstruktion (CAD), rechnergestützter Fertigung (CAM) finden insbesondere Industrieroboter und Handhabungsgeräte besondere Beachtung. Die Forschung konzentriert sich hier auf die Entwicklung fortgeschrittener Regelalgorithmen, auf Probleme im Zusammenhang mit Leichtrobotern (flexible Roboter), Antikollisionsprobleme beim Zusammenwirken mehrerer Roboter an einem Arbeitsplatz, die Anwendung von Sensorsignalen u. ä.
3. *Entwicklung systhemtheoretischer Methoden zur Friedenssicherung*: Hier werden auf Basis bekannter regelungstechnischer Methoden und Gesetze Algorithmen entwickelt, die der Sicherung des Friedens zwischen einzelnen Staaten, Staatsgebilden und Machtblöcken dienen können.

Die Ergebnisse dieser Forschungsarbeiten sind in zahlreichen Publikationen niedergelegt und in einem am Institut erhältlichen Tätigkeitsbericht zusammengefaßt.

Prof. FUCHS:

Als Hochschullehrer gilt Ihre Aufmerksamkeit vorrangig der Ausbildung. Welche Möglichkeiten werden durch Ihre Abteilung den Studenten der Johannes-Kepler-Universität geboten?

Prof. KOPACEK:

Folgende Lehrveranstaltungen bilden zusammen mit denen anderer Abteilungen und Institute den Schwerpunkt „Automatisierung" in der Studienrichtung Informatik:

- Systemtechnik mit Übungen
- Automatisierungstechnik I mit Übungen
- Automatisierungstechnik II mit Übungen
- Automatisierungstechnik III mit Übungen
- Automatisierungslabor
- Industrieroboter und Handhabungsgeräte
- CAD/CAM mit Übungen
- Automatisierungstechnik — Projektarbeit
- Grundlagen
  - Grundlagen des Maschinenbaues
  - Flexible Automation
  - Modellbildung und Systemanalyse
  - CAT/CAQ
- soziale und gesellschaftliche Auswirkungen der Automatisierungstechnik.

Zur praxisorientierten Ausbildung der Studenten in diesem zukunftsträchtigen Fachgebiet war es erforderlich, ein geeignetes Laboratorium aufzubauen.

Prof. FUCHS:

Über welche technische Ausrüstung verfügt dieses Laboratorium?

Prof. KOPACEK:

Grundlage unserer Arbeit sind leistungsfähige Industrie- und Lehrroboter, ein Baukasten zur Simulation verbindungsprogrammierbarer Steuerungen, speicherprogrammierbare Steuerungen, analoge und digitale Regler sowie Prozeßleitsysteme verschiedener Fabrikate. Ergänzt wird diese Ausrüstung durch Meßgeräte sowie eine Reihe leistungsfähiger Personalcomputer (Betriebssystem MS-DOS) und Simulatoren.

Interessant sind vielleicht unsere Roboterkonfigurationen und einige spezielle Geräte:

Industrieroboter PUMA 560

Der Roboter, getauft auf „LINZIBALD", hat 6 Drehachsen (Freiheitsgrade), die über Gleichstrommotore angetrieben werden. Direkt an den Motoren angebrachte inkrementale Winkelschrittgeber liefern die jeweiligen Roboterkoordinaten an den Zentralrechner. Der Zentralrechner LSI 11/73 führt alle notwendigen Überwachungsaufgaben und Berechnungen der Bahnpunkte durch und liefert alle 28 Millisekunden die Sollwerte an die 6 unabhängigen Achsregler. Jeder Achsregler ist ein eigener Mikroprozessor, ausgestattet mit EPROM, RAM und E/A-Logik. Durch die Geometrie des Roboters ergibt sich ein annähernd kugelförmiger Arbeitsraum (Durchmesser ungefähr 2 m). Die dialogorientiert arbeitende Programmiersprache VAL II (Variable Assembly Language) ermöglicht eine Off-line-Programmierung über Computerterminal sowie Teach-in über ein Handbediengerät. Schnittstellen für übergeordnete Rechner ermöglichen die Einordnung in CAD- und CIM-Vernetzungssysteme.

Lehr- und Übungsroboter RM 501

Der Kleinroboter von *Mitsubishi* kann in der Handhabungs- und Montagetechnik bis 1,2 kg Handgewicht eingesetzt werden. Er hat 5 Drehfreiheitsgrade, die von der dazugehörigen Steuereinheit kontrolliert werden. Die Programmierung erfolgt mittels 38 Befehlen mit einem handelsüblichen PC über Centronics- oder RS-232-Schnittstellen. Mit der Teach-Box werden die Positionen und Ausführungsanweisungen eingegeben. Die abgespeicherten Positionen können einzeln angefahren, kontrolliert und korrigiert werden. Fertige Programme können durch den integrierten EPROM-Lader auf EPROMS abgespeichert werden.

Übungsroboter ROBCO 01 aus Bulgarien

Dieser Roboter hat 5 rotatorische Freiheitsgrade. Alle Drehachsen werden über Schrittmotore mittels Seilzügen angetrieben. Dadurch wird eine für den Rechenaufwand günstige Entkopplung der einzelnen Bewegungen erreicht. Das Fehlen von Positionsrückmeldungen und die mit dem Antrieb über Seile verbundene „Elastizität" führen zu einer für den Übungsbetrieb ausreichenden Positioniergenauigkeit. Als Steuerrechner finden ein Commodore VC-64, ein Commodore VC-128 und ein IBM-XT-kompatibler Rechner Verwendung. Sämtliche Rechner sind über ein selbstentwickeltes Interface mit dem Roboter verbunden. Motorsteuerungen und kinematische Berechnungen werden an diesem Rechner quasiparallel durchgeführt. Am Institut entwickelte Software-Pakete:

- Teach-in-Programm
- Textuelle Programmierung über erweitertes BASIC (ROBASIC), sowie PASCAL (ROPASCAL)

ermöglichen es dem Studenten, einen leichten Einstieg in die Roboterprogrammierung zu finden.

Kleinroboter von Fischertechnik:

Diese werden direkt über ein Interface von handelsüblichen PC gesteuert. Die Roboter haben 4 Drehfreiheitsgrade und 1 Greiferfreiheitsgrad und werden über Schrittmotore angetrieben.

Geräte zum Rechnen und zur Simulation:

Neben einem direkten Anschluß zum Rechenzentrum der Universität stehen derzeit in der Abteilung direkt

- 1 IBM-AT/386 Personalcomputer
- 1 IBM-AT/286-kompatibler Personalcomputer
- 4 IBM-XT-kompatible Personalcomputer
- 2 Personalcomputer Commoder VC-128

mit Laserdrucker und HP-Plotter einschließlich der erforderlichen Peripherie zur Verfügung. Für Simulationszwecke sind folgende Softwarepakete

- ACSL (Advanced Continuous Simulation Language) zur Untersuchung von kontinuierlichen und zeitdiskreten Systemen
- SIMAN (für diskrete Simulationsprozesse)
- INTERSIM (TU München), speziell zur interaktiven Simulation kontinuierlicher Modelle

vorhanden.

Meß- und Demonstrationsgeräte:

- Zweikanaloszilloskop 60 MHz
- Frequenzgangmeßplatz

— Zweikanalschreiber
— Regelstreckensimulator.

Prof. Fuchs:

Können Sie uns einige Ergebnisse Ihrer Abteilung in den letzten 2 Jahren nennen?

Prof. Kopacek:

Neben einer Dissertation und 49 Diplomarbeiten legten meine Mitarbeiter 2 Bücher, 23 Veröffentlichungen und 52 Vorträge vor, die im wesentlichen folgende Fachgebiete betrafen:

— PC-Software für Ausbildungsroboter
— Programmiersprachen für Kleinroboter
— Regelungskonzepte für Roboter
— Simulation des dynamischen Verhaltens von Robotern
— Ausbildungsfragen in der Roboter- und Automatisierungstechnik
— Systemtechnische Methoden zur Friedenssicherung
— Mikrorechnerregelungen.

Prof. Fuchs:

Forschung und Kooperation liegen dicht beieinander. Welche internationalen Partnerschaften sind Sie eingegangen?

Prof. Kopacek:

Bilaterale Verträge bestehen mit:

— der Universidad Politecnica de Catalonia, Dept. de Cibernetica, Barcelona/Spanien zum Komplex Regelung von Industrierobotern
— der Universidad Politecnica de Valencia, Dept. Ingenieria de Sistemas Computadores Automatica, Valencia/Spanien zur Thematik low cost automation
— dem Instituto Politecnico Nacional (IPN), Mexico in Form einer Beratung bei der Einrichtung eines regelungstechnischen Laboratoriums
— der Universita „La Sapienza", Dipt. di Informatica e Sistemistica, Rom zu flexiblen Robotern
— der Universita di Napoli, Dipt. di Informatica e Sistemistica, Neapel/Italien zur Industrierobotertechnik
— der Technischen Hochschule Ilmenau zur Simulation von flexiblen Fertigungssystemen
— dem ITKR (Institut für technische Kybernetik und Robotik), Bulgarische Akademie der Wissenschaften, Sofia zu Steuerungssystemen für Industrieroboter.

Darüber hinaus bestehen Kontakte zum Institut für Automatisierung der Akademie der Wissenschaften der DDR, Berlin, über das bilaterale Akademieabkommen.

Prof. Fuchs:

Als Generalsekretär des IFAC-Beirates Österreich und Vertreter Österreichs in der Generalversammlung der IFAC haben Sie sicher Projekte für die Zukunft. Können Sie uns Beispiele nennen?

Prof. Kopacek:

Gemeinsam mit dem österreichischen Zentrum für Produktivität und Wirtschaftlichkeit (ÖPWZ) veranstalten wir

— das IFAC/IFIP/IMACS-Symposium zum Thema „Skill Based Automated Production" vom 15. bis 17. November 1989 in Wien
— das IFAC-Symposium „Safety of Computer Systems (SAFECOMP)" vom 5. bis 7. Dezember 1989, ebenfalls in Wien.

Dem IFAC-Beirat obliegt es gemeinsam mit meiner Abteilung, internationale Erkenntnisse auf dem Gebiet der Automatisierungstechnik der österreichischen Industrie (insbesondere den Klein- und Mittelbetrieben) näherzubringen. Mittel dazu sind die Herausgabe der „Automatisierungstechnischen Nachrichten" und die Ausrichtung des einmal jährlich stattfindenden „Österreichischen Automatisierungstages".
Eine weitere Aktivität in dieser Richtung war die technische Gestaltung der Ausstellung „Die Roboter kommen" 1988 in Steyr.

Prof. Fuchs:

Herr Kollege Kopacek, ich danke Ihnen herzlich für das Gespräch.

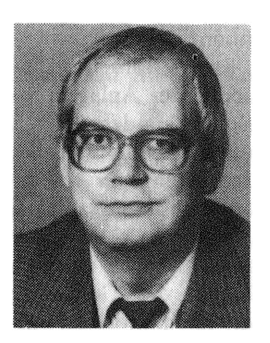
msr 9007

Dissertationen

Struktur von Automatisierungsanlagen mit verteilten Mikrorechnern für den komplexen Industrie-, Gesellschafts- und Wohnungsbau

Den Ausgangspunkt bildete die Forderung nach angepaßten Prozeßleitsystemen mit verteilten Mikrorechnern für die Gebäudeautomatisierung. Es erfolgte eine gemeinsame Behandlung des Industrie-, Gesellschafts- und Wohnungsbaus, um eine hinreichend große Klasse von Aufgaben formulieren und die Forderung nach einer angepaßten Automatisierungsanlage mit verteilten Mikrorechnern begründen zu können. Eine mit angepaßter Niveaustufung entwickelte Automatisierungsanlage mit verteilten Mikrorechnern wurde in mehr als 20 Objekten der Gebäudeautomatisierung erfolgreich projektiert und realisiert.
Zur Gebäudeautomatisierung gehören die Anlagen- und Aggregatautomatisierung der technischen Ausrüstungen von Gebäuden, wie:

— Ver- und Entsorgungsanlagen für unterschiedliche Energien und technische Medien einschließlich der Elektroenergieverteilungs- und Notstromanlagen.
Die hierbei anfallenden Automatisierungsaufgaben an Heizungs-, Lüftungs- und Klimaanlagen, Anlagen der Kältetechnik und der Wärmerückgewinnung sowie Anlagen der Sanitärtechnik und Medienversorgung sind vom Umfang und den technischen Anforderungen her charakteristisch für die Aufgabenklasse der Gebäudeautomatisierung.
— weitere Anlagen und Aggregate, deren Automatisierungsanforderungen sich weitgehend bei den vorstehend genannten Versorgungsprozessen einordnen lassen, z. B.: Beleuchtungsanlagen, Aufzüge, Fahrtreppen, Rauchklappen, Brandschutztüren sowie Anlagen für die Starkstrombetätigung der technologischen Ausrüstungen im Bereich der Versorgungsprozesse



Hans-Hermann Ehlert (48) studierte von 1958 bis 1964 an der heutigen TU „Otto von Guericke" Magdeburg und diplomiert in der Fachrichtung Regelungstechnik. Von 1964 bis 1985 war er im VEB GRW Teltow, BT Berlin, vorwiegend als Themenleiter und Hauptabteilungsleiter für Entwicklung und Projektierung sowie anteilig auch für Realisierung von Automatisierungsanlagen (u. a. für die Gebäudeautomatisierung) tätig. Von dort wurde er in das ZFT des EAB, Stammbetrieb des Kombinates Automatisierungsanlagen, übernommen und arbeitet hier als Leiter einer Entwicklungsabteilung.
Darüber hinaus wirkt er im Redaktionsbeirat der msr und dem FA 10 Projektierung von Automatisierungsanlagen der WGMA mit.

— Informations- und Sicherheitsanlagen, z. B. Brandwarnanlagen, Anlagen der Zutrittskontrolle (in Arbeitsteilung mit spezialisierten Anlagen der Nachrichtenelektronik und der Kommunikationstechnik).

Der Begriff Versorgungsprozeß wurde zur Kennzeichnung der Aufgabenklasse der Gebäudeautomatisierung in Anlehnung an die umfangreiche Versorgungstechnik von Reinräumen mit ihren vielfältigen Automatisierungsanlagen gewählt (z. B. bei der Herstellung von Halbleiterchips).
Automatisierungsanlagen für Reinräume stellen ein wichtiges Teilgebiet der Gebäudeautomatisierung dar, weil die volkswirtschaftliche Bedeutung von Reinräumen weiter zunimmt und weil deren Betreiben typische und in vielen Punkten höchste Anforderungen an die Automatisierung stellt.
Es wurden Kriterien zu den prozeßseitigen Anforderungen (Prozeßforderungen) an eine einheitliche Automatisierungsanlage mit verteilten Mikrorechnern für die Gebäudeautomatisierung definiert, wobei deren grundsätzliche Vergleichbarkeit zur Anlagenautomatisierung in der Verfahrenstechnik erreicht wurde.
Dabei spielte die Basisautomatisierung eine wichtige Rolle.
Neben den Prozeßanforderungen wurden Kriterien zur Beurteilung einer Automatisierungsanlage mit verteilten Mikrorechnern aus Sicht der Automatisierungsanlagentechnik (Anlagenforderungen) formuliert, ebenfalls unter Beachtung der grundsätzlichen Vergleichbarkeit zwischen Gebäudeautomatisierung und Anlagenautomatisierung in der Verfahrenstechnik. Bei den Anlagenforderungen bildete die Mikroprozessorfamilie U880 (Z80) die Bezugsbasis.
Ein Strukturvorschlag für ein spezifisches Automatisierungssystem mit verteilten Mikrorechnern für die Gebäudeautomatisierung mit der Bezeichnung GAA 5000 wurde dargestellt. Der Vergleich von Anlagenstrukturen der Gebäudeautomatisierung mit Strukturen der Automatisierung in der Verfahrenstechnik ist dann unter Einbeziehung der Begriffe Basisautomatisierung, Anlagenaufbau, Datenübertragungssystem und Bedienkonzeption durchgeführt worden.
Es konnte begründet werden, daß die Struktur von Automatisierungsanlagen mit verteilten Mikrorechnern an die spezifischen Anforderungen der Gebäudeautomatisierung anzupassen ist.

Dissertation A an der Fakultät für Technik und Naturwissenschaften des Wissenschaftlichen Rates der TH Leipzig, Leipzig, 13. Juli 1988

Doktorand: Dipl.-Ing. H. H. Ehlert
Vorsitzender der Verfahrenskommission:
Prof. Dr. sc. techn. H. Ehrlich
Gutachter:
Prof. Dr. sc. techn. R. Müller
Prof. Dr. E. Haack
Doz. Dr. sc. techn. U. Engmann

Die Dissertation kann nur über die Bibliothek der TH Leipzig ausgeliehen werden.

Dr.-Ing. H.-H. Ehlert, Zentrum für Forschung und Technologie des VEB Elektroprojekt und Anlagenbau, Stammbetrieb des KAAB, Rhinstraße 100, Berlin, 1140

msr 9026

Strategie der Softwaregestaltung für Automatisierungsanlagen mit verteilten Mikrorechnern unter dem besonderen Aspekt der Gebäudeautomatisierung

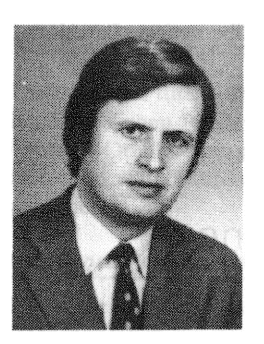
Moderne Automatisierungssysteme beinhalten im fortschreitenden Umfang integrierte Mikrorechner. Für das Betreiben derartiger Anlagen wird Software im umfassenden Maß benötigt. Der daraus resultierende und ständig steigende Softwarebedarf läßt sich nicht mehr auf der Stufe der Programmerarbeitung, wie für konventionelle Prozeßrechenanlagen, befriedigen. Es ist erforderlich, ingenieurmäßige Methoden der Anlagenprojektierung und -realisierung aus dem Bereich konventioneller Automatisierungstechnik für die Softwarebereitstellung für mikrorechnergesteuerte Automatisierungsanlagen zu übernehmen.
Die Dissertation beschäftigt sich mit den allgemeinen Grundsätzen der Gestaltung von Softwaresystemen für mikrorechnergesteuerte Prozeßautomatisierungssysteme. Anhand der technologischen Linie *Gebäudeautomatisierung* wird ein vielfältig in der Praxis erprobtes Softwaresystem vorgestellt und diskutiert. Das System stellt für die gewählte technologische Linie optimal angepaßte Programmbausteine zur Verfügung.
Es bietet dem Nutzer die Möglichkeiten

— zur Beherrschung einer großen Anzahl technologischer Teilanlagen mit vielen Prozeßsignalen bei Reduzierung der dafür benötigten Adressenanzahl
— zum Prozeßzugriff über ein technologisch-problemorientiertes Adressierungsverfahren
— zur Informationsdarstellung und Kommandoeingabe in klar verständlichen, dem technologischen Inhalt entsprechenden Bezeichnungen
— zur Zuordnung der Verarbeitungsfunktionen zu den Prozeßsignalen analog der Prozeßstruktur.

Der realisierbare Automatisierungsumfang beinhaltet die Verarbeitungsstufen

— Anzeige/Bedienung
— Überwachung
— Steuerung
— Regelung.

Das vorgestellte Softwaresystem enthält außer den Programmen zum Betreiben der Automatisierungsanlage umfangreiche Hilfsmittel zur Inbetriebnahme, zur Wartung und zur Durchführung der Softwareprojektierung. Es wird angestrebt, die Softwareprojektierung auf der Automatisierungsanlage selbst durchführen zu können.
Die entwickelten und realisierten Prinzipien der Zusammenfassung mehrerer Prozeßsignale und der Zuordnung von Automatisierungs- und Bedienfunktionen ermöglichen einen wesentlichen Schritt zur Erhöhung der Effektivität von Softwaresystemen für Automatisierungsanlagen. Das betrifft sowohl die interne Gestaltung des Softwaresystems als auch die Bedienung und Softwareprojektierung der Automatisierungsanlage. Das Prinzip gestattet außerdem die Überwindung hardwaretechnisch gegebener Begrenzungen,



Siegfried Marschall (39) studierte von 1967 bis 1971 Informationsverarbeitung an der Sektion Technische und Biomedizinische Kybernetik der TH Ilmenau. Von 1972 bis 1977 arbeitete er als Entwicklungsingenieur an der Erarbeitung von Anwendersoftware für Prozeßrechenanlagen im Institut für Elektroanlagen Berlin. Seit 1977 ist er im ehemaligen Betriebsteil Berlin des VEB GRW Teltow (jetzt integriert im ZFT des VEB EAB) als Gruppenleiter zuständig für die Entwicklung und den Einsatz von Softwaresystemen für rechnergesteuerte Automatisierungsanlagen.

Dissertation A an der Fakultät für Technik und Naturwissenschaften des Wissenschaftlichen Rates der TH Leipzig, Leipzig, 10. Mai 1988

Doktorand: Dipl.-Ing. S. Marschall
Vorsitzender der Verfahrenskommission:
Prof. Dr. sc. techn. W. Richter
Gutachter:
Prof. Dr. sc. techn. R. Müller
Doz. Dr.-Ing. U. Engmann
Dr.-Ing. H. Franke

Die Dissertation kann nur über die Bibliothek der TH Leipzig ausgeliehen werden.

Dr.-Ing. S. Marschall, Zentrum für Forschung und Technologie des VEB Elektroprojekt und Anlagenbau, Stammbetrieb des KAAB, Rhinstraße 100, Berlin, 1140

wie Speicherplatz, Datenübertragungsgeschwindigkeit und Bildschirmgröße, durch effektive Softwaregestaltung. Für die Signalzusammenfassung wurde im Herstellerbetrieb des Automatisierungssystems der Begriff „Datenpunkt“ geprägt.

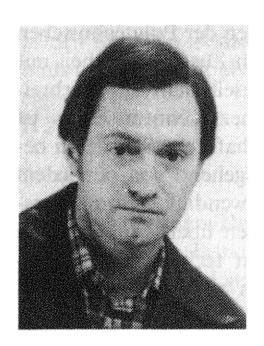
Die Grundlage für den erforderlichen Breiteneinsatz des Systems bildet ein Leistungsangebot der Software analog den Katalogen für konventionelle Automatisierungssysteme. Der Katalog ist Grundlage für die Erarbeitung der Aufgabenstellung. Die Beschränkung auf katalogmäßig angebotene Softwarefunktionen für den größten Teil der Aufgabenstellung zu einem Automatisierungseffekt schafft die Voraussetzungen für ihre Realisierbarkeit durch Softwareprojektierung. msr 9027

Beitrag zur Erarbeitung von Angeboten des Automatisierungsanlagenbaus am Beispiel des mikroelektronischen Gebäudeautomatisierungssystems GAA 5000

Die Realisierung der Automatisierung komplexer Anlagen erfolgt in zunehmendem Maße durch den Einsatz hierarchisch strukturierter Systeme. In allen Ebenen werden mikroelektronische Recheneinheiten genutzt. Mit dem Übergang zum Einsatz von mikrorechnergesteuerten Leitsystemen, die integrierter Bestandteil der Automatisierungsanlagen sind, wurde eine bedeutende Steigerung des Einsatzes der Rechentechnik in Automatisierungsanlagen eingeleitet. Der heutige Stand der Technik erfordert für mittlere und größere Automatisierungsanlagen integrierte Mikrorechner.
Für die Vorbereitung der Investitionen stellt die Phase der Erarbeitung von Angeboten einen wichtigen Abschnitt dar. Dabei bedeutet die Bereitstellung der notwendigen Arbeitsunterlagen für viele Auftraggeber eine zu diesem Zeitpunkt der Investitionsverarbeitung schwer zu erfüllende Aufgabe:

- Vom Generalprojektanten sind die Zuarbeiten einer Vielzahl technologischer Gewerke im Hinblick auf die Aufgabenstellung für die Automatisierungsanlage inhaltlich zu koordinieren, zu sichten und auszuwerten. Erst danach kann die Aufgabenstellung für die Erarbeitung des MSR-Angebotes übergeben werden.
  Diese Arbeitsweise bedeutet eine serielle Herangehensweise der technologischen Gewerke und der Automatisierungstechnik.
- Alle Zuarbeiten sind durch den Generalprojektanten terminlich so zu koordinieren, daß zum Einreichungstermin alle Angaben vorliegen. Dies verlangt eine Parallelarbeit zwischen dem Verfahrensträger und den Automatisierungstechnikern.

Kurze Fristen für die Erarbeitung von Angeboten, wie sie insbesondere auf internationalen Märkten gefordert werden, machen neue effektivere Methoden zu deren Ausarbeitung notwendig. Die Hilfsmittel in bezug auf neue Gerätegenerationen müssen somit möglichst zum Einführungstermin dem Projektanten zur Verfügung stehen.
Am Beispiel des Automatisierungssystems GAA 5000 wurde auf der Basis von Typvertretern ein durchgängiges Schema zur rationellen Angebotserarbeitung angegeben. Wichtige Ausgangspunkte sind dabei die funktionelle Aufgabe des Objektes (Hotel, Krankenhaus, Wohnungsbau u. a.), der Ausstattungsgrad, der umbaute Raum. Anhand dieser technologischen und automatisierungstechnischen Zielstellungen wird die Anzahl der Prozeßsignale bestimmt.
Unter Berücksichtigung der Einsatzgrenzen der GAA 5000 werden die Typvertreter der Prozeßmeß- und Stelltechnik und der Kommunikations- und Steuerebene ermittelt. Damit liegen die Grundlagen für die Bestimmungen der ökonomischen Aussagen des Angebotes vor.
Es wird gezeigt, daß die erreichte Genauigkeit für diese Projektierungsphase unter Beachtung der Verkürzung der Angebotszeit als sehr gut einzuschätzen ist.



HANSWOLFGANG WÜRDISCH (48) studierte von 1958 bis 1964 an der heutigen TU „Otto von Guericke“ Magdeburg. Ab 1964 war er im ehemaligen BT Berlin des VEB GRW Teltow als Themenleiter, Gruppenleiter und Abteilungsleiter für Entwicklung und Projektierung von Automatisierungsanlagen tätig. Seit 1988 ist er Gruppenleiter für Leittechnik im VEB KAB.

Dissertation A an der Fakultät für Technik und Naturwissenschaften des Wissenschaftlichen Rates der TH Leipzig, Leipzig, 17. Dezember 1987

Doktorand: Dipl.-Ing. Hw. WÜRDISCH
Vorsitzender der Verfahrenskommission:
Prof. Dr. sc. techn. H. EHRLICH
Gutachter:
Prof. Dr. sc. techn. R. MÜLLER
Doz. Dr.-Ing. U. ENGMANN
Dr.-Ing. P. HOLZAPPEL

Die Dissertation kann nur über die Bibliothek der TH Leipzig ausgeliehen werden.

Dr.-Ing. Hw. WÜRDISCH, VEB Bergmann-Borsig, Stammbetrieb des Kombinats Kraftwerksanlagenbau, Allee der Kosmonauten 32, Berlin, 1140

msr 9028

Sensoren — technische Sinnesorgane? Von E. NAUMANN und K. SCHURICHT. Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1987. 158 Seiten, 95 Bilder. 5,50 M.

Dieses kleine Bändchen der Polytechnischen Bibliothek entstand in Zusammenarbeit mit der „URANIA", Gesellschaft zur Verbreitung wissenschaftlicher Kenntnisse. Es ist eine populärwissenschaftliche Schrift im besten Wortsinne: Ausgehend von der jedem Leser bekannten Notwendigkeit von Sinnesorganen für das Leben überhaupt wird ein Bogen bis hin zu sehr technischen Erläuterungen versucht, was auch weitgehend gelingt.
Die Anschaulichkeit wird noch verstärkt durch einen Abschnitt über Organ„verstärker" und Organ„ersatz", weil hier die Doppelrolle der Sensortechnik im Sinne einer Erweiterung der Sinnesorgane des Menschen einerseits und die von technischen Mitteln zur durchgehenden Automatisierung vieler Prozesse in Technik und Gesellschaft andererseits deutlich wird. In diesen einleitenden Abschnitten sieht der Rezensent die größte Stärke der Publikation. Im umfangreichsten Abschnitt (Konstruktion und Funktionsweise) sind die Autoren der Versuchung erlegen, ihre Fachkenntnis durch viele Details auf engstem Raum zu präsentieren. Das ist für einen Techniker als Leser zwar möglich, setzt aber doch schon ein erhebliches technisches Grundwissen voraus. Außerdem bleibt hier fast nur technische Beschreibung des Sensorelements. Die in den ersten Abschnitten gelungene organische Verbindung der Sinnesorgane mit dem Zentralnervensystem, die deren Wirksamkeit überhaupt erst ausmacht, bleibt für technische Systeme auf den Ausblick beschränkt. Insgesamt ist das Bändchen eine begrüßenswerte Bereicherung des Buchangebotes, begrüßenswert schon allein deshalb, weil die Autoren das Vorhaben, neue und nicht unkomplizierte technische Zusammenhänge populär und zugleich wissenschaftlich hinreichend korrekt darzustellen, gewagt und insgesamt gut realisiert haben.
B 2407 W. RICHTER

Angewandte Akustik. Band 1. Herausgegeben von W. KRAAK und G. SCHOMMARTZ. Berlin: VEB Verlag Technik 1988. 284 Seiten. 35,— M.
Bestell-Nr.: 553 718 6

Nachdem der VEB Verlag Technik Berlin 1984 mit dem „Taschenbuch Akustik" ein Werk herausgebracht hat, das den gesicherten Wissensstand annähernd der gesamten Akustik und ihrer vielfältigen Anwendungen in der Volkswirtschaft darstellt, eröffnete der gleiche Verlag 1988 dankenswerterweise die Reihe „Angewandte Akustik", in der neuere Entwicklungen des Fachgebiets Akustik abgehandelt werden.
Die Herausgeber sind erfahrene Forscher und Hochschullehrer auf dem Gebiet der Akustik.
Die Beiträge haben teils den Charakter von Übersichten über die neuere Entwicklung größerer Teilgebiete der Akustik, teils sind es Berichte über abgeschlossene größere Forschungsvorhaben der Akustik immer mit Orientierung auf die volkswirtschaftliche Anwendung. Die 10 Beiträge des 1. Bandes betreffen folgende Themen: Schallintensitätsmeßtechnik (J. PLUNDRICH, ZIAS Dresden), Qualitätsbeurteilung von Lautsprechern (W. KLIPPEL, TU Dresden), Raumakustische Projektierung neuer Saalbauten (W. FASOLD, H. WINKLER, Bauakademie der DDR), Schallabstrahlung von Öffnungen in Industriehallen (J. SCHOLZE, Bauakademie der DDR), Akustische Verfahren in der Geophysik (R. APEL, Bergakademie Freiberg), Akustische Diagnostik bei kerntechnischen Anlagen (G. UHLMANN, D. HAMANN, ZfK Rossendorf der AdW), Signaltransformation mittels Linear Predictive Coding LPC (V. NAUMBURGER, AdW der DDR), Biologische Evolutionsstrategie, angewendet beim Entwurf mikroakustischer Fernseh-ZF-Filter (J. DÖRING, AdW der DDR), Informationskapazität des lärmgeschädigten Gehörs (G. FUDER, W. KRAAK, TU Dresden), Tierexperimentelle Lärmgehörschadensforschung (J. HEROLD, TU Dresden). In allen Teilgebieten der Akustik werden spezielle Meßmethoden, hochentwickelte Meßwandler, moderne Signalanalyseverfahren und elektronische Meßgeräte, rechnergestützte Meßdatenverarbeitung usw. benutzt, die sich in den Beiträgen vielfältig widerspiegeln, so daß gerade auch der meßtechnisch interessierte Leser der Reihe „Angewandte Akustik" angesprochen wird.
Der umgehende restlose Verkauf des 1. Bandes, der mit sehr gut gelungenem Schreibsatz und guter Halbtonbildwiedergabe hergestellt wurde, bestätigt den großen Bedarf bei den Lesern. Der Reihe „Angewandte Akustik" ist eine weite, auch internationale Verbreitung zu wünschen.
B 2412 W. SCHIRMER

Prozeß- und Regelkreisdynamik. Berechnung mit BASIC. Von G. BRACK. Band 232 der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK. Berlin: VEB Verlag Technik 1988. 88 Seiten, 32 Bilder, 12 Tafeln. 4,80 M.
Bestell-Nr.: 553 931 7

Für Leser, die sich mit regelungstechnischen Fragen zu beschäftigen haben, stellt dieser Band eine sehr gute Hilfe dar. Dem Ingenieur stehen heute eine Reihe erprobter Algorithmen zur Verfügung, die aus der Theorie entwickelt, dem Praktiker von großem Vorteil sind. Damit ist er in der Lage, auch kompliziertere Zusammenhänge modellmäßig nachzubilden und Verifikationen zu studieren. Mit der breiten Verfügbarkeit von Personal- und Heimcomputern können diese oft zeitraubenden formalisierbaren Arbeiten erledigt werden. Das vorliegende Buch gibt hierzu vor allem dem Regelungstechniker wertvolle Anregungen und Hinweise. Algorithmen und Rechenprogramme (in BASIC) werden nebeneinander behandelt, wobei der ihnen zugrunde liegende theoretische Hintergrund ebenfalls erläutert wird. Damit wird das Dargestellte auch demjenigen anschaulich geboten, der bisher nur wenig rechentechnische Hilfsmittel bei der Lösung seiner Probleme eingesetzt hat.
Ausgangsbasis der Betrachtungen in diesem Buch ist die Zustandsdarstellung kontinuierlicher Systeme, als Regelstrecke oder geschlossener Regelkreis. Durch Diskretisierung der Zeit ergeben sich daraus diskontinuierliche Modelle, die zur Simulation des Zeitverhaltens gut geeignet sind. Für diese Untersuchungen wird ein Paket von Methoden und Programmen angeboten, die auf dem Rechner ZX Spectrum entwickelt und auf den Rechner KC 85/3 übertragen wurden. Viele praktische Beispiele machen Theorie als auch die Arbeitsweise der Programme durchschaubar. Das Buch behandelt in fünf Abschnitten kontinuierliche, lineare und nichtlineare Zustandsmodelle und daraus ableitbare Klemmenmodelle, formuliert als gewöhnliche Differentialgleichungen oder Übertragungsfunktionen, sowie Aufgaben der Parameteroptimierung (Suchverfahren nach ROSENBROCK).
Alle Abschnitte enthalten neben der kurzgefaßten Theorie eine Reihe von Programmen, deren Struktur durch Programmablaufpläne erläutert wird. Die gebräuchlichen Verfahren und Methoden (Lösung von Modellgleichungen, Linearisierung, Eigenwertberechnung, Simulation des Zeitverhaltens von Strecken und geschlossenen Kreisen mit Sprung-, Sinus- und Zufallsfunktion) findet der Leser in verständlicher Form dargelegt.
Ein Buch mit vielen Vorzügen: Kurz und prägnant in der Theorie, übersichtlich in der Darstellung, praktisch und anwendungsbereit durch zahlreiche Beispiele und aufgelistete Programme. Es wird sicher einen großen Interessentenkreis finden.
B 2422 W. FRITZSCH

Systemdynamik. Grundwissen, Methoden und Basic-Programme zur Simulation dynamischer Systeme. Von H. BOSSEL. Braunschweig/Wiesbaden: Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft 1987. 310 Seiten, 140 Bilder.

Durch zunehmende Vernetzungen und Umwelteinwirkungen werden dynamische Pro-

zesse in Technik und Natur immer schwieriger überschaubar. Obwohl solche komplexen Prozesse mit Hilfe weniger einfacher Grundtypen modelliert werden können, läßt doch deren Vernetzung völlig neue Effekte hervortreten. Sollen Fehlentscheidungen vermieden werden, so müssen die für solche (komplexen) Prozesse Verantwortlichen ein gewisses Minimum an Verständnis für die Verhaltensweisen dynamischer Prozesse erwerben. Das erfordert einige Grundkenntnisse in der Modellbildung, Analyse und Synthese dynamischer Systeme (in der Kybernetik) einerseits und in der Simulation dynamischer Prozesse auf Computern andererseits. Ohne Rechnerunterstützung sind vorliegende konkrete Prozesse meist nicht ausreichend übersehbar.

Dem Autor ist es hoch anzurechnen, daß er unter Umgehung bzw. starker Verringerung der mathematischen, systemtheoretischen und programmierungstechnischen Hürden einen allgemeinen und relativ leichten Zugang zu einer modernen rechnergestützten Untersuchung eröffnet hat. Das gelingt ihm dadurch, daß er für die Modellbildung weitgehend auf systemgrafische und bei der Computersimulation auf im Buch angegebene und auf Disketten erhältliche Bearbeitungsprogramme zurückgreift. Ausgehend von einer ausführlichen verbalen Beschreibung des untersuchten Prozesses wird unmittelbar ein Wirkungsdiagramm gezeichnet, das qualitativ die Prozeßgrößen und deren Verkopplung (d. h. die Systemstruktur) wiedergibt. Durch Quantifizierung dieser Beziehungen erhält man ein Simulationsdiagramm, aus dem unmittelbar das Programm zur Lösung auf einem Digitalrechner niedergeschrieben wird. Dieses wird dann in das allgemeine Bearbeitungsprogramm eingefügt. Daran schließt sich die Untersuchung der Verhaltensweisen des Systems bei verschiedenen Parametern bzw. Umweltszenarien an.

Im Kapitel 1 werden auf 30 Seiten sehr gut verständlich die Begriffe und Vorgehensweisen der Systemanalyse und Modellbildung eingeführt. Kapitel 2 (45 Seiten) bringt das für die Modellbildung und Simulation notwendigste Handwerkzeug einschließlich einer Vorstellung der verwendeten BASIC-Befehle und des vom Autor hierzu entwickelten Bearbeitungsprogramms. Kapitel 3 (70 Seiten) zeigt die Gleichwertigkeit der Beschreibung mittels Zustandsgleichungen und mittels Simulationsdiagramm. Anhand einfacher Systeme 1. und 2. Ordnung ohne und mit linearen bzw. nichtlinearen Rückkopplungen werden dann die grundsätzlichen Verhaltensweisen dynamischer (auch komplexer) Prozesse gezeigt und allgemeinere Analysen (der Stabilität u. a.) durchgeführt.

Das 4. Kapitel (90 Seiten) bringt dann eine qualitative bzw. grob quantitative Modellbildung und Systemanalyse verschiedener Prozesse, die die Allgemeingültigkeit der verwendeten kybernetischen und rechentechnischen Methoden demonstrieren: Lagerhaltung mit Verkauf, Bestellung, Lager- und Auftragsbestände; Stabilisierung eines drehbar auf einem Wagen befestigten Stabes in der Senkrechten; Bewirtschaftung eines Fischteiches (in Südchina vom Autor bearbeitetes Projekt); Entwicklung eines Fichtenbestandes unter Schadstoffeinfluß; Simulation der Wärmeleitung und Analyse des Temperaturverlaufes in einem Stab in Abhängigkeit von Ort und Zeit. Das Buch schließt mit der vollständigen Angabe aller benutzten Programme.

Insgesamt ist dem Autor eine vorzügliche Einführung in Systemdenken, Systemanalyse und Simulation auf relativ einfachem Niveau gelungen. Das ist für den eingangs genannten Personenkreis wichtig und ausreichend und erscheint auch für Jugendliche verständlich. Eine weitergehende quantitative Systemanalyse und Synthese der Steuerungsstrategie wird dann unter Hinzuziehung von System-/Steuerungsingenieuren erfolgen müssen. Die Einführung ist zwar hinsichtlich Umfang und Tiefe beschränkt, jedoch so durchsichtig und bis ins einzelne durchgeführt, daß der Leser bei paralleler Benutzung eines Rechners mit BASIC (unter MS-DOS) alles selbst nachvollziehen kann.

Das Buch ist eine gelungene Einführung in das Systemdenken und die Systemanalyse für alle prozeßorientierten Fachrichtungen.

B 2329 K. Reinisch

Methods und Applications of Error-Free Computation. Von R. T. Gregory und E. V. Krishnamurthy. Berlin/Heidelberg/New York/Tokyo: Springer-Verlag. 194 Seiten, 22 Tafeln.

In dem Buch werden fehlerfreie numerische Berechnungsmethoden vorgestellt. Die Anwendung dieser Methoden wird an den Beispielen Berechnung der verallgemeinerten Inversen einer Matrix, Lösung linearer Gleichungssysteme und Ermittlung des charakteristischen Polynoms einer Matrix gezeigt. Die insgesamt sechs Kapitel lassen sich in zwei Gruppen einteilen:

1. theoretische Grundlagen (Kapitel 1 und 2)
2. praktische Anwendungen (Kapitel 3 bis 6).

In den theoretischen Grundlagen werden zuerst die wichtigsten Begriffe, wie Kongruenz, Modul und Restklassen, eingeführt und an einfachen Beispielen erläutert. Anschließend werden die Theorie der p-adischen Zahlen und der Hensel-Kode vorgestellt.

Bei den praktischen Anwendungen wird zuerst die genaue Berechnung der verallgemeinerten Inversen gezeigt. Danach wird die ganzzahlige Lösung eines Systems von homogenen linearen algebraischen Gleichungen, dessen Koeffizientenmatrix keinen vollen Rang hat, betrachtet. Anschließend werden iterative Methoden zur Berechnung der Inversen einer Matrix und der Lösung eines linearen Gleichungssystems vorgestellt. Zum Schluß wird dann die exakte Berechnung des charakteristischen Polynoms einer Matrix gezeigt.

Das Buch wendet sich an Mathematiker und Ingenieure, die sich mit der Lösung schlecht konditionierter Gleichungssysteme oder numerisch instabiler Algorithmen beschäftigen. Vorausgesetzt werden Grundkenntnisse in der linearen Algebra und der Zahlentheorie.

Wegen der anschaulichen Darstellung vor allem bei den praktischen Anwendungen und den zahlreichen Übungsaufgaben in den einzelnen Kapiteln ist das Buch für die Weiterbildung, aber auch als Nachschlagewerk geeignet.

B 2303 G. Bretthauer

Angewandte lineare Regressionsanalyse. Von I. Vučkov, L. Bojadžieva, E. Solakov. Moskau: Finansy i statistika 1987. 238 Seiten, 39 Bilder, 24 Tafeln.

Die international umfangreiche mathematisch-statistische Literatur wird mit diesem Buch um eine Arbeit des bekannten bulgarischen Wissenschaftlers Prof. Vučkov zur Regressionsanalyse bereichert, die sich wesentlich von vielen entsprechenden Publikationen unterscheidet. Sieht man von alternativen Arbeiten zur Datenanalyse ab, so beruht die Mehrzahl der bekannten Bücher zur Regressionsanalyse auf den notwendigen Voraussetzungen für die Anwendung der Regressionsanalyse als mathematischer Methode. Diese sind nur schwer überprüfbar und noch schwerer in der praktischen Anwendung abzusichern. Abweichungen von diesen Hypothesen werden in der Regel als Störungen angesehen, die es zu vermeiden gilt.

Ganz anders die vorliegende Publikation, die derartige Abweichungen als normale Erscheinung der praktischen Anwendung ansieht und davon ausgehend versucht, durch radikale Maßnahmen die Aufgabenlösung noch zu ermöglichen.

Neben einer gedrängten Darlegung der mathematisch-statistischen Grundlagen der Regressionsanalyse werden die folgenden Probleme ausführlich und anhand praktischer Beispiele ausreichend verständlich untersucht: Modifikation der klassischen Prozedur der Regressionsanalyse durch Berücksichtigung von Nebenbedingungen; Auswahl der besten Struktur; Überwindung der rechentechnischen Probleme bei fast singulären Informationsmatrizen (Multikollinearität); Regressionsanalyse für inhomogene und korrelierte Beobachtungen; Fehler in den Variablen; Abweichungen von der Normalverteilung und robuste bzw. parameterfreie Schätzverfahren.

B 2341 J.-A. Müller

Kurzfassungen

LENK, A.:

Kalibrieren und Messen als Entscheidungsaufgaben

msr, Berlin 32 (1989) 4, S. 146—149

Bei der Kalibrierung eines Meßgerätes mit der Eingangsgröße x_e und der Ausgangsgröße x_a ergibt sich die bedingte Dichte $p_K(x_a \mid x_e)$ als Kalibrierresultat. Bei der Anwendung des Meßgerätes zum Rückschluß von der Ausgangsgröße x_a auf die Eingangsgröße x_e ist die bedingte Dichte $p_M(x_e \mid x_a)$ erforderlich. Beide Dichten stimmen nur unter bestimmten Bedingungen überein. Die Konsequenzen dieses Sachverhaltes auf Meß- und Kalibrierverfahren werden betrachtet.

FIEDLER, O.:

Coriolis-Massestrommesser

msr, Berlin 32 (1989) 4, S. 149—152

Unter den echten Massestrommessern hat der Coriolis-Durchflußmesser für Gase und Flüssigkeiten Industriereife erreicht. Das gilt für Meßsysteme mit schwingenden U-Rohren und Doppel-Geraderohren. Die Coriolis-Trägheitskraft erzeugt an den Meßrohren mechanische Momente, die unabhängig von Druck, Temperatur, Dichte und Viskosität nur dem Massestrom proportional sind. Sie sind berechenbar. In der Praxis sind zur Erzielung hoher Genauigkeiten (z. B. 0,15% v. M.) aktuelle Kalibrierungen erforderlich.

SCHOMMARTZ, G.; TIMM, W.:

Zur Parameterschätzung tieffrequenter Vorgänge

msr, Berlin 32 (1989) 4, S. 152—157

Unter dem Gesichtspunkt einer schnellen und (rechner-)zeitminimierten Ermittlung der für stochastische Schmalbandsignale charakteristischen Kenngrößen Effektivwert und Frequenz werden sowohl Korrelationsverfahren als auch Verfahren, die auf der Basis der Hilbert-Transformation arbeiten, diskutiert.

FIEDLER, O.; JASKULKE, R.; MÜLLER, I.:

Anwendungen magnetischer Flüssigkeiten zu Neigungswinkelmessungen

msr, Berlin 32 (1989) 4, S. 158—160

Der Beitrag beschreibt einen elektronischen Neigungsmesser, dessen Sensor ein Differentialtransformator mit magnetischem Flüssigkeitskern ist. Die elektronische Auswertung erfolgt nach einem amplituden- oder frequenzanalogen Meßverfahren. Die Meßgeräte haben einen Meßbereich von —20 Grad bis +20 Grad bei einer Auflösung von 0,1 Grad.

HEINITZ, W.-D.:

Entwurf und Simulation von Digitalfiltern

msr, Berlin 32 (1989) 4, S. 161—163

Mit Hilfe des Programmpaketes REFI kann ein rechnergestützter Entwurf von rekursiven Digitalfiltern erfolgen. Die Digitalfilterkoeffizienten werden durch bilineare Transformation aus der Übertragungsfunktion $H(p)$ beliebiger Ordnung berechnet. Das reale Filterverhalten läßt sich durch den integrierten Simulator bestimmen und grafisch darstellen. An einem einfachen Beispiel wird die Leistungsfähigkeit veranschaulicht.

GITZKE, T.; RÖHL, A.:

Shadingkorrektur bei CCD-Bildaufnehmern

msr, Berlin 32 (1989) 4, S. 164—166

Die Ausgangssignale von CCD-Bauelementen weisen verschiedene Fehler auf. Unterschiede in der Pixelempfindlichkeit machen sich als Shading bemerkbar.
Im Beitrag werden ein Meßplatz für die Untersuchung von CCD-Sensoren beschrieben und die Methode sowie die Realisierung der Shadingkorrektur erläutert.

FREDRICH, W.; BOHLKE, S.; WEISE, M.:

Rechnergestützte Fehlerdiagnose an elektronischen Baugruppen

msr, Berlin 32 (1989) 4, S. 166—169

Ausgehend von allgemeinen Betrachtungen über die Fehlerdiagnose als Erkennungsproblem wird ein sich in Realisierung befindliches Mehrrechnerprüfsystem zur Prüfung und Fehlerlokalisierung an mikroelektronischen Baugruppen vorgestellt.
Der Prüfprozeß wird als zentraler Punkt für die Qualitätssicherung gekennzeichnet.

Резюме

LENK, A.:

Калибровка и измерение как задание принятия решения

msr, Berlin 32 (1989) 4, стр. 146—149

При калибровке измерительного прибора входной величиной x_e и выходной величиной x_a получается условная плотность $p_K(x_a \mid x_e)$ как результат калибровки. При применении измерительного прибора для обратного вывода от выходной величины x_a до входной величины x_e требуется условная плотность $p_M(x_e \mid x_a)$. Обе величины плотности совпадают только в определенных случаях. Рассмотрены выводы данной ситуации на методы измерения и калибровки.

FIEDLER, O.:

Измеритель массового тока Кориолис

msr, Berlin 32 (1989) 4, стр. 149—152

Среди истинных измерителей массового тока расходомер газов и жидкостей типа Кориолис достиг промышленной зрелости. Это действительно для систем измерения с колебательными Y-образными трубами и двойными прямыми трубами. Сила инерции типа Кориолис генерирует на измерительных трубах механические моменты, которые независимо от давления, температуры, плотности и вязкости являются пропорциональными только массовому току. Они вычислимы. На практике для достижения высоких точностей (напр. 0,15% от М.) требуются актуальные калибровки.

SCHOMMARTZ, G.; TIMM, W.:

Об оценке параметров глубокочастотных явлений

msr, Berlin 32 (1989) 4, стр. 152—157

С точки зрения быстрого определения и определения с минимизацией машинного времени показателей, характерных для стохастических узкополосных сигналов, эффективного значения и частоты обсуждаются как методы коррелации, так и методы, работающие на основе трансформации Гильберта.

FIEDLER, O.; JASKULKE, R.; MÜLLER, I.:

Применения магнитных жидкостей для измерений углов наклона

msr, Berlin 32 (1989) 4, стр. 158—160

В статье описан электронный измеритель наклона, датчиком которого является дифференциальный трансформатор с магнитным жидкостным сердечником. Электронная оценка производится в соответствии с амплитудно-аналоговым или частотно-аналоговым методом измерения. Измерительные приборы имеют диапазон измерения от минус 20° до плюс 20° при разрешающей способности 0,1 град.

HEINITZ, W.-D.:

Разработка и моделирование цифровых фильтров

msr, Berlin 32 (1989) 4, стр. 161—163

С помощью программного пакета РЕФИ водможна разработка рекурсивных цифровых фильтров при применении вычислительной машины. Цифровые фильтровые коэффициенты вычисляются путем билинеарной трансформации из передаточной функции $H(p)$ любого порядка. Реальное поведение фильтра возможно определять путем интегрированного симулятора и изображать графическим образом. На простом примере показана эффективность.

GITZKE, T.; RÖHL, A.:

Корректировка ШЭДИНГ при считывающих элементах изображений ПЗС

msr, Berlin 32 (1989) 4, стр. 164—166

Выходные сигналы элементов ПЗС показывают разные ошибки. Разницы в чувствительности пиксела показываются как Шэдинга. В статье описано место измерения для исследования датчиков ПЗС, а также пояснен метод и реализация корректировка Шэдинга.

FREDRICH, W.; BOHLKE, S.; WEISE, M.:

Диагноз погрешностей электронных узлов при применении вычислительной машины

msr, Berlin 32 (1989) 4, стр. 166—169

Исходя из общего рассмотрения диагноза погрешностей как проблема опознавания представлена находящаяся в стадии реализации испытательная система со многими вычислителями и показана локализация погрешностей на микроэлектронных элементах. Процесс испытания характеризуется как центральный пункт для обеспечения качества.

Summaries

LENK, A.:

Calibration and Measurement as Decision Problems

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 146—149

With the calibration of a measuring device having an input quantity x_e and an output quantity x_a the conditional density $p_K(x_a \mid x_e)$ results as the calibration result. For the application of the measuring device, however, the conditional density $p_M(x_e \mid x_a)$ is required in order to get a conclusion of the input quantity x_e from the output quantity x_a. Both quantities coincide one with the other only under certain conditions. The impact of this fact on the measurement and calibration methods is considered.

FIEDLER, O.:

Coriolis Mass Flow Meter

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 149—152

Among the real mass flow meters, the Coriolis flow meter for gases and liquids has obtained industrial maturity. This holds for measuring systems with oscillating U-tubes and double straight tubes. The Coriolis inertia force produces mechanical moments on the measuring tubes which are only proportional to the mass flow independently upon pressure, temperature, density and viscosity. They can be calculated. In practice, current calibrations are necessary for obtaining high accuracies (e.g. 0,15% of full scale value).

SCHOMMARTZ, G.; TIMM, W.:

Parameter Estimation with Low-Frequency Processes

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 152—157

Under the viewpoint of rapidly determining the root mean square value and the frequency which are characteristic for stochastic narrow band signals, the authors study both correlation methods and methods based on the Hilbert transform.

FIEDLER, O.; JASKULKE, R.; MÜLLER, I.:

Application of Magnetic Liquids for Tilt Angle Measurement

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 158—160

The authors describe an electronic tilt meter the sensor of which being a differential transformer with a magnetic liquid core. The electronic evaluation is based on an amplitude- or frequency-analog measurement method. The meters have a measurement range between —20 and +20 degrees with a resolution of 0,1 degree.

HEINITZ, W.-D.:

Design and Simulation of Digital Filters

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 161—163

By means of the programm package REFI, recursive digital filters can be designed in a computer-aided way. The digital filter coefficients are calculated by biliear transformation from the transfer function $H(p)$ of any order. The real filter behavior can be determined by means of the integrated simulator and represented graphically. The performance is illustrated by the use of a simple example.

GITZKE, T.; RÖHL, H.:

Shading Correction with CCD Image Sensors

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 164—166

The output signals of CCD components show different errors, differences in the pixel sensitivity appearing as shading. The authors describe a measurement station for the investigation of CCD sensors and explain a method as well as the realization of the shading correction.

FREDRICH, W.; BOHLKE, S.; WEISE, M.:

Computer-Aided Error Diagnosis of Electronic Packages

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 166—169

Starting from general considerations about the error diagnosis as a recognition problem the authors present a multi-computer test system now being implemented for the test and error localization for microelectronic packages. The testing process is considered the focal point in quality securing.

Résumés

LENK, A.:

Le calibrage et la mesure comme problèmes de décision

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 146—149

Dans le calibrage d'un dispositif de mesure ayant la grandeur d'entrée x_e et la grandeur de sortie x_a, la densité conditionelle $p_K(x_a \mid x_e)$ résulte comme résultat de calibrage. Dans l'emploi du dispositif de mesure, il faut disposer de la densité consitionelle $p_M(x_e \mid x_a)$ pour conclure de la grandeur de sortie x_a à la grandeur d'entrée x_e. Les deux densités ne coïncident que sous certaines conditions. L'influence de ce fait sur les méthodes de mesure et de calibrage est considérée.

FIEDLER, O.:

Coriolis-débimètre pour flux massiques

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 149—152

Entre les débimètres de masse réels, les Coriolis-débimètres pour gaz et liquides ont obtenu une maturité industrielle. C'est vrai pour les systèmes de mesure aux U-tubes et doubles tubes droits oscillants. La force d'inertie de Coriolis engendre des moments mécaniques sur les tubes de mesure qui ne sont proportionnels qu'au flux de masse indépendamment de la pression, température, densité et vicosité. On peut les calculer. Dans la pratique, il faut réaliser de courants calibrages pour obtenir une haute précision (par exemple 0,15% de la valeur maximale de graduation).

SCHOMMARTZ, G.; TIMM, W.:

Estimation paramétrique des processus à basse fréquence

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 152—157

Sous le point de vue d'une détermination rapide de la valeur efficace et de la fréquence qui sont caractéristiques pour les signaux stochastiques à bande étroite, les auteurs discutent non seulement les méthodes de corrélation mais encore les méthodes basées sur la transformation de Hilbert.

FIEDLER, O.; JASKULKE, R.; MÜLLER, I.:

Emploi de liquides magnétiques pour la mesure d'angles d'inclinaison

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 158—160

Les auteurs décrivent un clinomètre électronique dont le capteur est un transformateur différentiel à noyau liquide magnétique. L'évaluation électronique est basée sur une méthode de mesure analogique en amplitude ou en fréquence. Les clinomètres ont une étendue de mesure de —20 degré à +20 degré avec un pouvoir séparateur de 0,1 degré.

HEINITZ, W.-D.:

Conception et simulation des filtres numériques

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 161—163

A l'aide du paquet de programmes REFI, on peut concevoir des filtres numériques récursives d'une manière assistée par ordinateur. Les coefficients du filtre numérique sont calculés par transformation bilinéaire à partir de la fonction de transfert $H(p)$ d'un ordre arbitraire. Le comportement réel du filtre peut être déterminé par le simulateur intégré et représenté graphiquement. La performance est démontrée à l'aide d'un simple exemple.

GITZKE, T.; RÖHL, A.:

Correction shading pour les capteurs d'image CCD

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 164—166

Les signaux de sortie des composants CCD montrent de différentes erreurs, les différences quant à la sensibilité des éléments d'image apparaissant comme shading. Les auteurs décrivent un poste de mesure pour l'investigation des capteurs CCD et expliquent la méthode ainsi que réalisation de la correction shading.

FREDRICH, W.; BOHLKE, S.; WEISE, M.:

Diagnose d'erreurs assistée par ordinateur pour les ensembles électroniques

msr, Berlin 32 (1989) 4, pp. 166—169

A partir des considérations générales sur la diagnose d'erreurs comme problème de reconnaissance, les auteurs présentent un système de test à plusieurs ordinateurs se trouvant en réalisation à présent pour le test et la localisation d'erreurs dans les ensembles micro-èlectroniques. Le processus de test est considéré comme le point principal pour l'assurance de qualité.

Neue Bücher aus der UdSSR

Hierbei handelt es sich um neue Titel aus der UdSSR, die dem sowjetischen Neuerscheinungsdienst „Novye knigi" entnommen sind. Die Bücher können über den Volksbuchhandel bestellt werden.

[1] Fedotov, N.: Raspoznavanie obrazov i geometričeskie verojatnosti (Mustererkennung und geometrische Wahrscheinlichkeiten). Izd-vo Ural. un-ta. 3. Quart. 1989. NK 88-31 (41)

[2] Maljutov, M.; Zaigraev, A.: Sovremennye zadači optimal'nogo planirovanija regressionnych eksperimentov (Moderne Aufgaben der optimalen Planung von Regressionsexperimenten). Višča škola (USSR). 3. Quart. 1989. NK 88-31 (42).

[3] Matematičeskie voprosy kibernetiki i vyčilitel'noj techniki (Mathematische Fragen der Kybernetik und Rechentechnik). Izd-vo AN ArmSSR.
T. 21: Primenenie matematičeskich metodov i vyčislitel'noj techniki v processach upravlenija, proektirovanija i naučnych issledovanijach (Anwendung mathematischer Methoden und der Rechentechnik in Prozessen der Steuerung, Projektierung und wissenschaftlichen Forschung). 4. Quart. 1989. NK 88-31 (60).
T. 22: Sintez i analiz kombinatornych algoritmov (Synthese und Analyse kombinatorischer Algorithmen). 4. Quart. 1989. NK 88-31 (61).

[4] Osnovy informatiki (Grundlagen der Informatik). Izd-vo Ural. un-ta. 2. Quart. 1989. NK 88-31 (382).

[5] Musin, I.: Planirovanie eksperimenta i modelirovanie progrešnosti pri issledovanii sredstv izmerenij (Versuchsplanung und Modellierung des Fehlers bei der Untersuchung von Meßmitteln). Gosstandart SSSR. 4. Quart. 1989. NK 88-32 (149).

[6] Korreljacionno-ekstremal'nye sistemy i ich proektirovanie (Extremale Korrelationssysteme und ihre Projektierung). Izd-vo Tomsk. un-ta. 4. Quart. 1989. NK 88-34 (115).

[7] Puškin, V.; Ursul, A.: Informatika, kibernetika, intellekt (Informatik, Kybernetik, Intellekt). Štiinca (MoldSSR). 2. Quart. 1989. NK 88-34 (117).

[8] Kornja, S.: Integracija obrabotki dannych v informatike (Datenintegration in der Informatik). Štiinca (MoldSSR). 1. Quart. 1989. NK 88-34 (118).

[9] Matematičeskoe modelirovanie i optimizacija (Mathematische Modellierung und Optimierung). Ausg. 110. Štiinca (MoldSSR). 3. Quart. 1989. NK 88-34 (132).

[10] Marasanov, V.; Kmeta, M.; Korobko, V.: Proektirovanie i optimizacija sistem upravlenija gibkich avtomatičeskich proizvodstv (Projektierung und Optimierung von Systemen zur Steuerung flexibler automatischer Produktion). Štiinca (Mold SSR). 2. Quart. 1989. NK 88-34 (208).

[11] Kasatkin, A.: Roboty i iskusstvennyj intellekt (modelirovanie povedenija) (Roboter und künstliche Intelligenz (Modellierung des Verhaltens)). Višča škola (USSR). 2. Quart. 1989. NK 88-34 (220).

[12] Avtomatizirovannye sistemy dlja obučenija programmirovanija (Automatisierte Lernsysteme zur Programmierung). Štiinca (MoldSSR). 1. Quart. 1989. NK 88-34 (223).

[13] Analogo-cifrovye matričnye processory (Analog-digitale Matrixprozessoren). Štiinca (MoldSSR). 1. Quart. 1989. NK 88-34 (224).

[14] Karagotova, A.; Obezov, B.: Avtomatizirovannye sistemy upravlenija (Automatisierte Steuerungssysteme). Magaryf (TurkmSSR). 2. Quart. 1989. NK 88-34 (226).

[15] Solomon, D.; Šor, N.: Dekompozicionnye metody v drobnolinejnom programmirovanii (Dekompositionsmethoden in der stückweise-linearen Optimierung). Štiinca (MoldSSR). 2. Quart. 1989. NK 88-34 (228).

[16] Vasil'ev, V.: Obučenie raspoznavaniju obrazov (Lernen der Mustererkennung). Višča škola (USSR). 3. Quart. 1989. NK 88-34 (503).

[17] Gavriš, A.; Jampol'skij, L.: Gibkie robototechničeskie sistemy (Flexible Robotersysteme). Višča škola (USSR). 2. Quart. 1989. NK 88-34 (505).

[18] Zagrutdinov, G.: Dostovernost' avtomatizirovannogo kontrolja složnych ob'ektov (Zuverlässigkeit der automatisierten Kontrolle komplizierter Objekte). Izd-vo Kazan. un-ta. 2. Quart. 1989. NK 88-36 (14).

[19] Nigmatullin, R.: Nižnie ocenki složnosti i složnost' universal'nych schem (Untere Schätzung der Kompliziertheit und Kompliziertheit universeller Schaltungen). Izd-vo Kazan. un-ta. 4. Quart. 1989. NK 88-36 (16).

[20] Matematičeskie metody analiza i interpretacija sociologičeskich dannych (Mathematische Methoden zur Analyse und Interpretation soziologischer Daten). Nauka. 1. Quart. 1989. NK 88-37 (11).

[21] Meschija, Ja.: Teorija i praktika makroekonomičeskogo prognozirovanija. Sabčota Sakartvelo (GruzSSR). 3. Quart. 1989. NK 88-37 (31).

[22] Priem i obrabotka informacii v složnych informacionnych sistemach. Vyp. 17 (Empfang und Verarbeitung von Informationen in komplizierten Informationssystemen. Ausg. 17). Izd-vo Kazan. un-ta. 3. Quart. 1989. NK 88-37 (79).

[23] Bek, V.; Višnjakov, Ju.; Machlin, A.: Integrirovannye sistemy terminal'nogo upravlenija (Integrierte Systeme der Terminalsteuerung). Nauka. 2. Quart. 1989. NK 88-38 (41).

[24] Azbuka informatiki (Alphabet der Informatik). Nauč.-popul. Stavropol'sk. kn. izd-vo. 2. Quart. 1989. NK 88-38 (60).

[25] Personal'nye EVM (Personalcomputer). Kn.palata. 4. Quart. 1988. NK 88-38 (103).

msr 9011

Impressum

messen · steuern · regeln

Herausgeber: Kammer der Technik, Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik (WGMA)

Verlag: VEB Verlag Technik, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201, Berlin, DDR-1020, Telegrammadresse: Technikverlag Berlin; Telefon 2 87 00; Telex: 011 222 8 techn dd

Verlagsdirektor: Dipl.-Ing. Klaus Hieronimus

Redaktion: Dr.-Ing. Dietrich Werner, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2 87 03 62)
Dr.-Ing. Jürgen Wede, Redakteur (Telefon: 2 87 03 74)

Gestaltung: Veronika Becker

Lizenz-Nr.: 1112 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV): 15 936

Erscheinungsweise: monatlich 1 Heft

Heftpreis: 4,— M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,— M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebs BUCHEXPORT zu entnehmen.

Gesamtherstellung: VEB Druckerei „Thomas Müntzer", Bad Langensalza, 5820

Anzeigenannahme: Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201, Berlin, 1020. Anzeigenpreisliste Nr. 7; Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, Hermann-Duncker-Str. 89, Berlin, DDR-1157

Rechtsvorbehalt: Nachdrucke, Übersetzungen sowie Vervielfältigung jeglicher Art von vollständigen oder auszugsweisen Text- oder Bildbeiträgen bedürfen der vorherigen schriftlichen Zustimmung des Verlages. Referate, Besprechungen und genehmigte Vervielfältigungen sind nur mit genauer Quellenangabe zulässig. Erfüllungsort ist der Sitz des Verlages in Berlin-Mitte.

Bezugsmöglichkeiten:

DDR: sämtliche Postämter

SVR Albanien: Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Bruga Konference e Pezes, Tirana

VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11 a, Rue Paris, Sofia

VR China: China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P.O. Box 88, Beijing

ČSSR: PNS — Ústřední Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Slezska 11, 12000 Praha 2; PNS, Ústredná Expedicia a Dovoz Tlaće, Posta 002 885 47 Bratislava

SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarako Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb

Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang

Republik Kuba: Empresa de Comercio Exterior de Publicaciones, O'Reilly No. 407, Ciudad Habana

VR Polen: C. K. P. i. W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa

SR Rumänien: D.E.P. București, Piața Scienteii, București

Ungarische VR: P.K.H.I., Külföldi Előfizetési Osztály, P.O. Box 16, 1426 Budapest

UdSSR: Städtische Abteilungen von Sojuzpečat oder Postämter und Postkontore

SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi

BRD und Berlin (West): ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141—167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30

Österreich: Helios Literatur-Vertriebs-GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, A-2345 Brunn am Gebirge

Schweiz: Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstraße 109, 8033 Zürich

Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, Postfach 160, Leipzig, DDR-7010 und Leipzig Book Service, Talstraße 29, Leipzig, DDR-7010.

Abnahmebedingungen:

Die Redaktion veröffentlicht nur Originalbeiträge. Für Nachdrucke, Übersetzungen oder Vervielfältigungen jeglicher Art gilt der Rechtsvorbehalt. Die Redaktion behält sich Änderungsvorschläge bei der Beitragsbearbeitung vor. Die Beiträge müssen generell mit einer Veröffentlichungsfreigabe des Betriebes oder der Institution der Autoren versehen sein.

Bei der Anfertigung von Beiträgen sind unbedingt die Manuskripthinweise zu beachten. Diese sind dem Heft 1/1989, S. 45, zu entnehmen bzw. werden von der Redaktion auf Anfrage zugesandt. Die Einhaltung der Manuskripthinweise bildet die Voraussetzung für eine zügige und sachgerechte Beitragsbearbeitung.

Fachtagung „Mikroelektronische Steuerungen mittleren und größeren Umfanges“

Am 23. Mai 1989 veranstaltet der Arbeitsausschuß „Steuerungs- und Regelungstechnik“ der KDT. Bezirksvorstand Dresden, im Neuen Rathaus in Dresden die o. g. Fachtagung.
Praktiker und Wissenschaftler werden zu folgenden Themen referieren:

- Speicherprogrammierbare Steuerungen, Rückblick, Stand, Trends
- Modulares Automatisierungssystem S2000
- Hinweise zum Einsatz des Systems S2000-S
- Verbundsystem aus MRS 700 und 16-bit-Leitrechner für eine Transport- und Lagerautomatisierung
- Anwendung modularer Grundbaugruppen des Systems 7000
- Industriecomputer — neue Wege in der Automatisierungstechnik
- Anwendung des Industriecomputers ICA 710.20
- Weiterentwicklung des Prozeßleitsystems audatec mit 16-bit-Mikrorechnern
- P 8000 compact — Weiterentwicklung des Programmier- und Entwicklungssystems P 8000.

Anfragen richten Sie bitte an:

Koll. SCHWALBE
VEB Bergmann-Borsig
TVE 2.2
Wasastraße 50
Radebeul
8122
Tel.: 713631

TEMPMEKO 90

Vom 17. bis 19. September 1990 veranstaltet das Technical Committee (TC) 12 „Temperature and Thermals Measurement“ der IMEKO in Helsinki sein 4. Internationales Symposium zur Temperatur- und thermischen Meßtechnik — TEMPMEKO 90.
Schwerpunkte:

- Messung von sehr niedrigen bis zu sehr hohen Temperaturen
- Temperaturmessung mit Kontakt- und kontaktlosen Thermometern
- Temperatursensoren und ihre Kalibrierung
- Realisierung und Verbesserung der Internationalen Temperaturskale
- Entwicklung von Temperatur- und thermischer Meßtechnik
- dynamisches Verhalten und Korrektur von Thermometern und Temperaturmeßsystemen
- Strahlungstemperaturmessung und Thermografie
- optische, spektroskopische und akustische Temperaturmessung
- Messung thermophysikalischer Eigenschaften von Materialien
- neue Meßmethoden und Instrumentierungen
- Meßprobleme in industriellen und nichtindustriellen Bereichen
- industrielle Anwendungen.

Kurzfassungen von Vorträgen zu diesen Schwerpunkten (2 Schreibmaschinenseiten in Englisch, 3 Kopien) können noch bis zum 30. Juni 1989 eingesandt werden an:

TEMPMEKO 90
Finnish Automation Support Ltd.
Hämeentie 6A15
SF-00530 Helsinki
Finland

2. Internationale Fachtagung „Lichttechnik“

Der Fachverband Elektrotechnik in der Kammer der Technik, Wissenschaftliche Sektion Lichttechnik, und das Kombinat VEB NARVA veranstalten im I. Quartal 1990 die 2. Internationale Fachtagung „Lichttechnik“.
Schwerpunkte:

- Neue Entwicklungen auf den Gebieten
  - Lampen und Strahler
  - Leuchten und Bestrahlungseinrichtungen
  - Bestrahlungstechniken und -technologien
  - Beleuchtungsanlagen
  - Zünd-, Vorschaltgeräte und Zubehör
  - Licht- und Strahlungsmeßtechnik
- Rationelle Energieanwendung
  - Einsatz hocheffektiver Lampen, Strahler und Anlagen
  - Anwendung beleuchtungstechnischer Standardisierungs- und Projektierungsvorschriften
- Einsatz der Mikroelektronik und Rechentechnik bei der Erzeugnisentwicklung von optischen Strahlungsquellen und Leuchten und in der Beleuchtungstechnik, insbesondere bei Projektierungsaufgaben (CAD/CAM)
- Einsatz der optischen Strahlungstechnik für Hochtechnologien (Mikroelektronik, Biotechnologie, Medizin u. a.)
- Neueste Erkenntnisse der Grundlagenforschung auf den Gebieten
  - Anwendung und Entwicklungstendenzen der optischen Strahlungstechnik
  - Erzeugung optischer Strahlung
  - Licht- und Strahlungsquellen
  - Geräte und Vorrichtungen zum Betreiben und Untersuchen von Licht- und Strahlungsquellen.

Vorschläge für Vorträge und Poster werden bis zum 31. Mai 1989 erbeten. Teilnahmemeldungen richten Sie bitte schriftlich an:

Kammer der Technik
— Präsidium —
Fachverband Elektrotechnik
Clara-Zetkin-Str. 115—117
Berlin
1086

18. Jahrestagung „Grundlagen der Modellierung und Simulationstechnik“

Der Fachausschuß „Modellierung“ der WGMA in der KDT veranstaltet vom 12. bis 14. Dezember 1989 an der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock seine 18. Jahrestagung. Die Tagung wird gemeinsam von der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock, Sektion Informatik, und der AdW der DDR, Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse, durchgeführt.

Thematische Schwerpunkte:

- Modellierung und Simulation in der Informatik
- Modellierung und Simulation in der Ökonomie
- Methoden der Modellierung kontinuierlicher Systeme
- Grundlagen der Modellierung und Applikation
- Rechentechnische Unterstützung für Entscheidungshilfen

Anfragen richten Sie bitte an:
Kammer der Technik
Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik
PF 1315
Berlin
1086

Änderung

Die bereits im Heft 10/1988 (3. Umschlagseite) angekündigte Fachtagung

„Aufsetzmontage in der Leiterplattentechnik unter Berücksichtigung der Nacktchipverarbeitung“

mit internationaler Beteiligung aus den RGW-Ländern findet vom 21. bis 22. Dezember 1989 in Berlin statt (vorher 27. bis 28. September 1989). Veranstalter ist der Fachverband Elektrotechnik in der Kammer der Technik, Wissenschaftliche Sektion Technologie des elektronischen Gerätebaus. Inhaltliche Schwerpunkte:

1. Möglichkeiten und Grenzen der Baugruppenrealisierung
   - monolithische Integration
   - hybride Integration
   - SMD-Technologie
   - Nacktchipverarbeitung
2. Voraussetzung zur Einführung der Aufsetzmontage für SMD und Nacktchips
   - Bauelementesortiment, Bauelementeverpackung
   - Trägersysteme
   - Hilfsmaterialien (Kleber, Lötpasten, Lote, Mikrodrähte, Verkappung)
   - Bestückungstechnik
   - Meß- und Prüftechnik
3. Verfahren und Ausrüstungen
   - CAD von Leiterplatten u. a. Trägersysteme
   - Fixierung und Kontaktierung der Bauelemente
   - CAQ
   - Reparaturmöglichkeiten der Baugruppen
   - Spezialausrüstungen
4. Anwenderbeispiel
   - SMD-Technik
   - Nacktchipverarbeitung (einschließlich Kundenwunschschaltkreise)
5. Fachspezifische Ausstellung
   - Baugruppenmuster
   - Sondergeräte
   - Software für CAD, CAM, CAQ und weitere nachnutzbare Unterlagen.

Vortragsvorschläge und Ausstellungsangebote sind bis zum 31. Mai 1989 möglich.
Teilnahmemeldungen richten Sie bitte schriftlich an:

Kammer der Technik
— Präsidium —
Fachverband Elektrotechnik
Clara-Zeitkin-Str. 115—117
Berlin
1086

ISSN 0026-0347, mess., steuern, regeln
Berlin 32 (1989) 4, S. 145—192



Auslieferung in diesen Tagen

Einführung in die Meßtechnik

Von Prof. Dr. rer. nat. habil. Hans Hart. 5., durchgesehene Auflage. 380 Seiten, 357 Bilder, 90 Tafeln, Leinen, DDR 27,— M, Ausland 36,— DM. Bestellangaben: 554 061 7/Hart, Einf. Meßt.

Das Buch dient als Lehrmaterial für die meßtechnische Grundausbildung an Universitäten, Hochschulen und Ingenieurhochschulen. Der Leser lernt die wichtigsten Meßmethoden und Meßverfahren kennen, damit er sie in der Prozeßmeßtechnik, der Fertigungsmeßtechnik und der Qualitätssicherung einsetzen kann. Darüber hinaus wird er befähigt, die Resultate von Messungen objektiv zu beurteilen und die Qualitätsparameter von Meßgeräten kritisch einzuschätzen.

Im Fachbuchhandel erhältlich



VEB VERLAG TECHNIK BERLIN



Bereits lieferbar in
2., bearbeiteter Auflage

Grundlagen der elektrischen Meßtechnik

Von Prof. Dr. sc. techn. Werner Richter. 310 Seiten, 322 Bilder, 38 Tafeln, Leinen, DDR 19,— M, Ausland 32,— DM. Bestellangaben: 553 838 1/Richter, Meßtechnik

Neben einer gründlichen Darstellung von Kenngrößen und Kennfunktionen für Meßeinrichtungen sowie der gesamten Fehlerproblematik enthält das Buch vor allem die für die moderne elektrische/elektronische Meßtechnik typischen Funktionseinheiten, Meßgeräte und Meßsysteme bis hin zu Sensoren und mikroprozessorgesteuerten Meßeinrichtungen. Das Darstellungsniveau ist auf die Verwendung als studienbegleitende Literatur in der Aus- und Weiterbildung von Ingenieuren technischer Disziplinen zugeschnitten. Viele Beispiele geben Hinweise für eine direkte Nutzung in der meßtechnischen Praxis.

Die 2. Auflage ist aktualisiert worden.

Computer-Englisch

Zusammengestellt von Dipl.-Ing. Richard Krischak und Dipl.-Päd. Ursula Schöne. 1. Auflage. Etwa 64 Seiten, Broschur, DDR etwa 3,80 M, Ausland etwa 8,— DM. Bestellangaben: 554 141 7/ Krischak, Computerenglisch

Alphabetisch geordnetes englisch-deutsches Spezialwörterverzeichnis als Übersetzungshilfe für alle Dokumentationen in englischer Sprache auf dem Gebiet der Computertechnik, besonders für Bedieneranleitungen sowie Software.

Neue Medien

Kommunikation und Information

Herausgegeben von Dipl.-Phys. Jürgen Herzog und Dipl.-Phys. Michael Carl. Reihe VT-Lexikon. 1. Auflage. 275 Seiten, 211 Bilder, 52 Tafeln, Pappband, DDR 24,— M, Ausland 32,— DM. Bestellangaben: 553 941 3/Herzog, Lexikon Medien

Dieser erste Band des VT-Lexikons informiert über die im letzten Jahrzehnt entwickelten Informations- und Kommunikationssysteme, die im Funk- und Nachrichtenwesen, in Wirtschaft, Produktion und im Haushalt unter der Bezeichnung „Neue Medien" Eingang gefunden haben. Neben der digitalen Übertragungstechnik für Nachrichten und Daten werden auch die Schlüsseltechnologien in der Elektronik, die perspektivische Rechen- und Speichertechnik sowie die modernen Gebiete der Funktechnik behandelt. In einem Anhang sind die wichtigsten Standards nach TGL und DIN zusammengefaßt.